



**Titre:** Intégration d'un tomographe d'impédance électrique dans un  
Title: réseau de portes programmables (FPGA)

**Auteur:** Pierre-Luc Dazé  
Author:

**Date:** 2004

**Type:** Mémoire ou thèse / Dissertation or Thesis

**Référence:** Dazé, P.-L. (2004). Intégration d'un tomographe d'impédance électrique dans un  
Citation: réseau de portes programmables (FPGA) [Mémoire de maîtrise, École  
Polytechnique de Montréal]. PolyPublie. <https://publications.polymtl.ca/8406/>

 **Document en libre accès dans PolyPublie**  
Open Access document in PolyPublie

**URL de PolyPublie:** <https://publications.polymtl.ca/8406/>  
PolyPublie URL:

**Directeurs de  
recherche:**  
Advisors:

**Programme:** Non spécifié  
Program:

UNIVERSITÉ DE MONTRÉAL

Intégration d'un tomographe d'impédance électrique dans un  
réseau de portes programmables (FPGA)

Pierre-Luc Dazé  
INSTITUT DE GÉNIE BIOMÉDICAL  
ÉCOLE POLYTECHNIQUE DE MONTRÉAL

MÉMOIRE PRÉSENTÉ EN VUE DE L'OBTENTION  
DU DIPLÔME DE MAÎTRISE ÈS SCIENCES APPLIQUÉES  
(GÉNIE BIOMÉDICAL)  
Août 2004



Library and  
Archives Canada

Published Heritage  
Branch

395 Wellington Street  
Ottawa ON K1A 0N4  
Canada

Bibliothèque et  
Archives Canada

Direction du  
Patrimoine de l'édition

395, rue Wellington  
Ottawa ON K1A 0N4  
Canada

*Your file    Votre référence*  
*ISBN: 978-0-494-47658-1*  
*Our file    Notre référence*  
*ISBN: 978-0-494-47658-1*

**NOTICE:**

The author has granted a non-exclusive license allowing Library and Archives Canada to reproduce, publish, archive, preserve, conserve, communicate to the public by telecommunication or on the Internet, loan, distribute and sell theses worldwide, for commercial or non-commercial purposes, in microform, paper, electronic and/or any other formats.

The author retains copyright ownership and moral rights in this thesis. Neither the thesis nor substantial extracts from it may be printed or otherwise reproduced without the author's permission.

**AVIS:**

L'auteur a accordé une licence non exclusive permettant à la Bibliothèque et Archives Canada de reproduire, publier, archiver, sauvegarder, conserver, transmettre au public par télécommunication ou par l'Internet, prêter, distribuer et vendre des thèses partout dans le monde, à des fins commerciales ou autres, sur support microforme, papier, électronique et/ou autres formats.

L'auteur conserve la propriété du droit d'auteur et des droits moraux qui protège cette thèse. Ni la thèse ni des extraits substantiels de celle-ci ne doivent être imprimés ou autrement reproduits sans son autorisation.

---

In compliance with the Canadian Privacy Act some supporting forms may have been removed from this thesis.

Conformément à la loi canadienne sur la protection de la vie privée, quelques formulaires secondaires ont été enlevés de cette thèse.

While these forms may be included in the document page count, their removal does not represent any loss of content from the thesis.

Bien que ces formulaires aient inclus dans la pagination, il n'y aura aucun contenu manquant.

  
**Canada**

UNIVERSITÉ DE MONTRÉAL

ÉCOLE POLYTECHNIQUE

Ce mémoire intitulé:

Intégration d'un tomographe d'impédance électrique  
dans un réseau de portes programmables (FPGA)

présenté par: DAZÉ Pierre-Luc

en vue de l'obtention du diplôme de: Maîtrise ès sciences appliquées

a été dûment accepté par le jury d'examen constitué de:

M. MATHIEU Pierre A., D.Sc.A., président

M. GUARDO Robert, Ph.D., membre et directeur de recherche

M. LAFORTUNE Michel, B.Sc.A., membre

Maintenant je sais, je sais qu'on ne sait jamais !

...

C'est tout c'que j'sais ! Mais ça, j'le sais... !

Jean Gabin (Maintenant je sais)

# Remerciements

J'aimerais tout d'abord remercier mon directeur de recherche, Dr Robert Guardo, pour ses conseils, sa grande disponibilité, et son appui financier tout au long de la réalisation de ce projet. Je le remercie également pour m'avoir initié, il y a sept ans de cela, au domaine du génie biomédical.

Je tiens également à remercier Dr Hervé Gagnon pour sa grande aide à la réalisation de ce projet et pour son support sans lesquels la réalisation de ce projet aurait été plus que compromise.

Je ne peux passer sous silence l'aide et l'appui de tous les étudiants du laboratoire d'instrumentation biomédicale: Chang, Dominic, Élizabeth, Eva, Isabelle, Louis-François, Lucie, Nassiri, Nicolas Coulombe, Nicolas Robitaille et Warsama. Ils ont tous contribué à créer une atmosphère de travail agréable qui a facilité la réalisation de ce projet. Il faut également mentionner l'aide de madame Diane Giroux pour tout les aspects administratifs reliés à la réalisation d'études au deuxième cycle. De plus, bien qu'ils soient trop nombreux pour être nommés, je tiens à remercier tous mes amis pour tous ces moments qui m'ont permis de garder un certain équilibre entre ma vie sociale et mes études.

Enfin, je tiens à remercier ma famille: Yves, Louise, et Jean-François pour leur soutien indéfectible et leur réconfort dans les moments les plus difficiles.

# Résumé

La tomographie d'impédance électrique (TIE) est une technique non invasive qui permet d'obtenir des images des changements de conductivité d'une section du corps à partir de mesures de potentiel et de courant obtenues à l'aide d'électrodes placées à sa surface. L'Institut de génie biomédical (IGB) de l'École Polytechnique de Montréal participe au développement de la TIE depuis 1987. Les travaux récents du groupe portent principalement sur la réalisation de systèmes (matériel, algorithme de traitement de données et d'images, etc) destinés au monitoring de la ventilation chez les patients sous assistance respiratoire. Le projet décrit dans le présent mémoire s'inscrit dans le cadre de ce programme de recherche.

Quatre générations de systèmes de TIE ont été développées par l'IGB. La dernière génération est représentée par le système TIE4-USB qui est décrit en détail dans ce mémoire. Cet instrument rencontre les exigences minimales, en termes de précision, de sécurité, et d'encombrement physique, pour être utilisé dans des essais cliniques. Toutefois, il comporte des lacunes importantes qui découlent d'une conception basée sur des composants électroniques mal assortis aux caractéristiques des signaux de TIE. En effet, la chaîne de traitement de signal dans un système de TIE comprend essentiellement deux unités: 1) un synthétiseur qui génère la porteuse de référence contrôlant le courant appliqué au corps par une paire d'électrodes, et 2) un démodulateur synchrone qui détermine la différence de potentiel mesurée par une

seconde paire d'électrodes à la fréquence désirée. Dans le système TIE4-USB, ces fonctions de synthèse et de démodulation sont réalisées par des circuits intégrés conçus pour le domaine des télécommunications. Les caractéristiques des signaux traités dans ce domaine (notamment, la plage de fréquences) sont assez différentes de celles de la TIE imposant ainsi des compromis qui affectent la précision des mesures de TIE. De plus, il n'est pas possible avec les circuits intégrés utilisés dans le système TIE4-USB de maintenir un synchronisme absolu entre le synthétiseur et le démodulateur, ce qui se traduit également par une perte de précision dans les mesures.

L'objectif du présent projet de maîtrise est d'éliminer les principales lacunes du système TIE4-USB par une restructuration complète de la chaîne de traitement de signal. Ceci a été réalisé en intégrant dans un réseau de portes programmables de type FPGA l'ensemble des circuits numériques faisant partie de cette chaîne. Ainsi, le synthétiseur de la porteuse de référence, le démodulateur synchrone, les circuits de contrôle des convertisseurs analogique-numérique et numérique-analogique, la mémoire tampon des données provenant du démodulateur, l'interface au microcontrôleur USB qui effectue le transfert des données à un ordinateur, de même que divers circuits auxiliaires, sont maintenant regroupés dans un FPGA.

Un circuit imprimé de ce nouveau design a été réalisé et un système complet, appelé TIE4-USB-i, a été construit. Des essais ont été effectués sur un *fantôme* composé de 340 résistances de précision comme substitut du thorax. Des essais comparatifs entre les deux systèmes révèlent une légère amélioration des performances. Ainsi, le rapport signal sur bruit du système TIE4-USB-i est approximativement 4 dB supérieur à celui du TIE4-USB pour toutes les cadences d'images comprises entre 3 et 22 trames par seconde. Le rapport signal sur bruit maximal atteignable passe



donc de 63.5 dB à 67.5 dB. Du point de vue de la précision des données recueillies, une faible diminution a été observée passant de 99.76 % à 99.69 %. D'autres avantages découlent de l'utilisation d'un FPGA. Comme la totalité des opérations de traitement du signal sont maintenant définies par le code de configuration du FPGA, celles-ci peuvent être modifiées à volonté sans aucun changement matériel au système.

# Abstract

Electrical impedance tomography (EIT) is a non-invasive imaging technique that produces images of conductivity changes in a section of the body using potential and current measurements made with electrodes on the body surface. The biomedical engineering institute (Institut de génie biomédical) of École Polytechnique de Montréal participates in the development of EIT since 1987. Recent work at the IGB focuses on developing systems (hardware, algorithms, etc) for monitoring lung ventilation of patients under respiratory assistance. The project described in this thesis is part of this research program.

Four generations of EIT systems have been developed by the IGB. The last generation is represented by the TIE4-USB system. This instrument meets the minimal requirements in terms of precision, patient safety, and physical dimensions for use in clinical studies. However, it has significant limitations that originate from a system design based on electronic components not best suited for processing EIT signals. Indeed, the signal processing chain of an EIT system is made up of two main units: 1) a synthesizer which generates the reference carrier that controls the current applied to the patient by a pair of electrodes, and 2) a synchronous demodulator which determines the potential difference measured by a second pair of electrodes at a specified frequency. In the TIE4-USB system, carrier synthesis and demodulation are performed by Integrated Circuits (ICs) designed for telecommunication applications.

The characteristics of the signals used in this field of application (the frequency range in particular) are quite different from those of EIT leading to some compromises affecting the precision of the EIT measurements. Furthermore, it is not possible, given the ICs used in the TIE4-USB system, to maintain a perfect synchronism between the synthesizer and the demodulator; this also reduces measurement precision.

The objective of this master's project is to eliminate the main limitations of the TIE4-USB system by completely restructuring the signal processing chain. This has been done by integrating all the digital circuits of the processing chain into a single Field Programmable Gate Array (FPGA) IC. Thus, the synthesizer, the synchronous demodulator, the control circuits for the analog-to-digital and digital-to-analog converters, the buffer memory which stores the output data from the demodulator, the interface to the USB microcontroller which transfers this data to the computer, as well as other auxiliary circuits are now grouped together inside an FPGA.

A printed circuit board of this new design has been realized and a complete system, named TIE4-USB-i, has been built. Tests have been performed on a *phantom* composed of 340 precision resistors to simulate the thorax. Comparative tests of the two systems showed a slight improvement in performance. The signal to noise ratio (SNR) of the TIE4-USB-i system is approximately 4 dB higher than that of the TIE4-USB system, for all frame rates between 3 and 22 frames / second. The maximum SNR increased from 63.5dB to 67.5dB. A slight decrease was observed in measurement precision, from 99.76% to 99.69%. The use of an FPGA for signal processing yields other advantages. Given that all processing are now defined by the configuration code of the FPGA, those operations can be modified at will with no hardware changes.

# Table des matières

Dédicace . . . . .	iv
Remerciements . . . . .	v
Résumé . . . . .	vi
Abstract . . . . .	ix
Table des matières . . . . .	xi
Liste des tableaux . . . . .	xiii
Liste des figures . . . . .	xiv
Liste des sigles et abréviations . . . . .	xvi
Introduction . . . . .	1
Chapitre 1 Revue de la littérature . . . . .	5
1.1 Historique et applications médicales . . . . .	5
1.1.1 Applications pulmonaires . . . . .	6
1.1.2 Vidange gastrique . . . . .	8
1.1.3 Imagerie cérébrale . . . . .	9
1.1.4 Détection de tumeurs du sein . . . . .	10
1.2 Instrumentation . . . . .	12
1.2.1 Disposition des électrodes actives . . . . .	13
1.2.1.1 Électrodes actives distribuées . . . . .	13
1.2.1.2 Électrodes actives regroupées . . . . .	15
1.2.2 Générateur de porteuse . . . . .	15
1.2.3 Démodulation . . . . .	17
1.2.3.1 Démodulation d'amplitude . . . . .	18
1.2.3.2 Démodulation sensible à la phase . . . . .	19
Démodulation synchrone au moyen de circuits analogiques	20
Démodulation par des systèmes numériques . . . . .	26

1.2.4	Résumé des techniques de synthèse et de démodulation des signaux . . . . .	32
1.2.5	Discussion . . . . .	34
<b>Chapitre 2</b>	<b>Méthodes et instrumentation . . . . .</b>	<b>35</b>
2.1	Analyse du système TIE4-USB . . . . .	35
2.1.1	Module de synthèse et de démodulation (MSD) . . . . .	38
2.2	Conception du système TIE4-USB-i . . . . .	42
2.2.1	Architecture . . . . .	43
2.2.1.1	Générateur de porteuse . . . . .	46
2.2.1.2	Démodulateur . . . . .	49
2.2.1.3	Filtre de décimation . . . . .	50
2.2.1.4	Filtre FIR . . . . .	55
2.2.1.5	Registres et logique de contrôle . . . . .	56
2.2.1.6	FIFO . . . . .	60
2.2.1.7	Contrôle du MEA . . . . .	60
2.2.2	Programmation du FPGA . . . . .	64
2.2.3	Choix des convertisseurs A/N et N/A . . . . .	70
2.2.3.1	Convertisseur analogique-numérique . . . . .	70
2.2.3.2	Convertisseur numérique-analogique . . . . .	72
2.3	Discussion . . . . .	73
<b>Chapitre 3</b>	<b>Résultats . . . . .</b>	<b>75</b>
3.1	Vérification du fonctionnement du système . . . . .	75
3.2	Pureté de la porteuse générée . . . . .	77
3.3	Rapport signal sur bruit des données . . . . .	78
3.3.1	Saisie des données . . . . .	79
3.3.2	Dépendance du RSB . . . . .	80
3.3.3	Comparaison des systèmes . . . . .	85
3.4	Précision des données . . . . .	87
<b>Chapitre 4</b>	<b>Discussion et travaux futurs . . . . .</b>	<b>91</b>
4.1	Atteinte des objectifs du projet . . . . .	91
4.2	Travaux futurs . . . . .	92
4.2.1	Intégration matérielle . . . . .	92
4.2.2	Optimisation de la chaîne de démodulation . . . . .	95
4.2.3	Imagerie quasi-statique . . . . .	95
<b>Conclusion</b>	<b>. . . . .</b>	<b>97</b>
<b>Bibliographie</b>	<b>. . . . .</b>	<b>100</b>

# Liste des tableaux

1.1	Comparaison des résultats des différents tests de dépistage du cancer du sein par rapport à la biopsie . . . . .	11
1.2	Comparaison des générateurs d'onde et des méthodes de démodulation utilisées dans différents systèmes de TIE . . . . .	33
2.1	Table des registres du FPGA dans le système TIE4-USB-i . . . . .	61
2.2	Avantages et inconvénients de chaque méthode de programmation . .	68
2.3	Comparaison des blocs fonctionnels des systèmes TIE4-USB et TIE4-USB-i . . . . .	73
3.1	Mesure de la plage dynamique exempte de parasite (SFDR) pour les systèmes TIE4-USB et TIE4-USB-i . . . . .	78
4.1	Valeur de $\sigma$ et de $\epsilon$ pour différents tissus à différentes fréquences . . .	96

# Liste des figures

1.1	Architecture typique d'un système de TIE . . . . .	13
1.2	Module d'électrodes actives distribuées posé sur un patient . . . . .	14
1.3	Module d'électrodes actives regroupées posé sur un patient . . . . .	16
1.4	Démodulation d'amplitude par détection d'enveloppe . . . . .	19
1.5	Démodulation cohérente par démodulation synchrone . . . . .	20
1.6	Démodulation cohérente par détection synchrone . . . . .	23
1.7	Démodulation cohérente par échantillonnage synchronisé de la porteuse AM . . . . .	25
2.1	Architecture du système TIE4-USB . . . . .	36
2.2	Système TIE4-USB . . . . .	36
2.3	Architecture du MSD du système TIE4-USB . . . . .	39
2.4	Vue interne du système TIE4-USB . . . . .	41
2.5	Architecture du MSD du nouveau système TIE4-USB-i . . . . .	44
2.6	Architecture du FPGA du système TIE4-USB-i . . . . .	46
2.7	Structure du DDS . . . . .	47
2.8	Circuit de démodulation du système TIE4-USB-i . . . . .	49
2.9	Schéma des éléments d'un CIC . . . . .	51
2.10	Structure d'un filtre de décimation CIC . . . . .	52
2.11	Impact du taux de décimation ( $R$ ) sur la réponse en fréquence d'un filtre CIC . . . . .	53
2.12	Impact du nombre d'étages ( $N$ ) sur la réponse en fréquence d'un filtre CIC . . . . .	54
2.13	Structure d'un filtre numérique de type FIR . . . . .	56
2.14	Diagrammes de Bode des filtres FIR des systèmes TIE4-USB et TIE4- USB-i . . . . .	57
2.15	Réponse en fréquence du filtre FIR . . . . .	58
2.16	Réponse en fréquence de la chaîne de démodulation du système TIE4- USB et du système TIE4-USB-i . . . . .	59
2.17	Utilisation du EPROM de Xilinx avec émulation du protocole JTAG par le microcontrôleur . . . . .	65
2.18	Utilisation du EPROM de Xilinx avec convertisseur JTAG spécialisé . . . . .	66

2.19	Utilisation du EPROM de Xilinx sans reprogrammabilité en cours d'utilisation . . . . .	66
2.20	Utilisation d'une mémoire Flash avec compteur . . . . .	67
2.21	Utilisation d'une mémoire Flash avec bascules . . . . .	67
2.22	Utilisation d'une mémoire Flash avec un CPLD . . . . .	67
3.1	Image générée par le système TIE4-USB-i . . . . .	76
3.2	Évolution du RSB dans le temps pour un système initialement au repos	79
3.3	Impact du déphasage entre la porteuse de référence et la porteuse AM sur le RSB . . . . .	81
3.4	Relation entre la période de sommeil et le RSB pour deux fréquences d'opération . . . . .	82
3.5	Effet d'un passage par un multiple de 20 du taux de décimation du CIC	85
3.6	RSB en fonction de la fréquence d'opération . . . . .	86
3.7	Réponse en fréquence des filtres du MSD . . . . .	88
3.8	Précision moyenne de chaque système pour différentes cadences d'acquisition . . . . .	90



# Liste des sigles et abréviations

$\sigma$	Conductivité (S)
$\omega$	Fréquence angulaire (radians/seconde)
$\epsilon$	Permittivité (Farad/mètre)
$\nabla$	Gradient
$\theta$	Phase (degrés ou radians)
ASIC	Application Specific Integrated Circuit
CAN (ADC)	Convertisseur analogique-numérique (Analog-Digital Converter)
CNA (DAC)	Convertisseur numérique-analogique (Digital-Analog Converter)
CIC	Cascaded Integrator Comb
CLB	Combinatory Logic Block (bloc de logique combinatoire)
CPLD	Complex Programmable Logic Device
dB	DéciBel
DC	Direct Current
DDC	Digital Down Converter
DDS	Direct Digital Synthesizer
DLL	Dynamic Linked Library
DNL	Differential Nonlinearity
DSP	Digital Signal Processing
(E)PROM	(Electrically) Programmable Read-Only Memory
$\vec{E}$	Champ électrique (V/m)
$f$	Fréquence ou fréquence réduite
FFT	Fast Fourier Transform
FIFO	First-In, First-Out
FIR	Finite Impulse Response
FPGA	Field Programmable Gate Array
IGB	Institut de Génie Biomédical
$\vec{J}$	Densité de courant ( $A/m^2$ )
$\vec{J}_c$	Densité de courant de conduction ( $A/m^2$ )
$\vec{J}_d$	Densité de courant de déplacement ( $A/m^2$ )
LSB	Least Significant Bit
(M)DAC	(Multiplying) Digital-Analog Converter

MEA	Module d'Électrodes Actives
MSB	Most Significant Bit
MSD	Module de Synthèse et de Démodulation
PC	Personal Computer
PSD	Phase Sensitive Detector
RSB	Rapport Signal sur Bruit
SFDR	Spurious Free Dynamic Range (plage dynamique exempte de parasite)
TIE	Tomographie d'impédance électrique
TIE4-USB	Système de TIE version 4 avec protocole USB
TIE4-USB-i	Système de TIE version 4 intégré, avec protocole USB
USB	Universal Serial Bus
$X_I$	Composante en phase de X
$X_Q$	Composante en quadrature de X

# Introduction

## Généralités

La tomographie d'impédance électrique (TIE) utilise des électrodes placées à la surface d'un volume conducteur pour effectuer des mesures de tension et/ou de courant à partir desquelles on pourra reconstruire la distribution de conductivité qui caractérise ce volume. Des électrodes, habituellement 16, sont disposées uniformément sur le périmètre d'une section du corps à étudier. À tour de rôle, chaque paire d'électrodes applique un courant électrique sinusoïdal et chacune des autres paires effectue la mesure d'une différence de potentiel. Un algorithme de reconstruction utilise l'ensemble de ces mesures pour former une image de la distribution de conductivité électrique du corps étudié.

Le système TIE4-USB, développé à l'Institut de génie biomédical (IGB) de l'École Polytechnique de Montréal, comprend trois unités : le module d'électrodes actives (MEA), le module de synthèse et de démodulation (MSD), et l'ordinateur personnel (PC). Le PC sert d'interface graphique pour l'utilisateur et traite les données recueillies par le MSD pour reconstruire l'image de variation de conductivité. Le module d'électrodes actives contient les circuits analogiques qui permettent d'appliquer un courant sinusoïdal entre des paires d'électrodes et à mesurer des différences de po-

tentiel entre d'autres paires d'électrodes. Il contient également des circuits logiques qui déterminent l'ordre d'utilisation des électrodes pendant l'acquisition. Le module de synthèse et de démodulation contient les circuits qui synthétisent la porteuse de référence contrôlant les sources de courant ainsi que les circuits de démodulation de la porteuse retournée par le MEA. Les communications entre le système TIE4-USB et le PC s'effectuent par un port USB.

Bien que l'utilité de la TIE s'étende à plusieurs domaines, le programme de recherches en TIE de l'IGB porte exclusivement sur les applications médicales de cette technique, et tout particulièrement sur le monitoring respiratoire. Plusieurs techniques permettent d'évaluer la ventilation pulmonaire. Les principales techniques utilisées sont la scintigraphie et la tomodensitométrie (CT-Scan) Coulombe (2003). Comme ces techniques utilisent des substances radioactives et des rayons X, elles ne peuvent être employées de façon continue. De plus, les appareils nécessaires sont volumineux et extrêmement coûteux. La TIE, quant à elle, peut être employée sur de longues périodes sans effets néfastes pour la santé. L'instrumentation requise est très compacte (occupant un volume comparable à un ordinateur portable) et son coût est suffisamment bas pour que l'on puisse dédier un système à chaque patient.

## Objectifs du projet

Le système de TIE actuellement utilisé à l'IGB rencontre les exigences pour d'éventuelles applications cliniques. Toutefois, les composants électroniques utilisés pour effectuer la synthèse et la démodulation des signaux sont des puces conçues pour des applications en télécommunication et sont optimisés pour un fonctionnement à hautes

fréquences (plusieurs MHz). Le système de TIE actuel applique un courant sinusoïdal de 50kHz. Les composants sont donc mal assortis à notre domaine d'application. De plus, il n'est pas possible avec les circuits intégrés utilisés dans le système TIE4-USB de maintenir un synchronisme absolu entre le synthétiseur et le démodulateur, ce qui se traduit par une perte de précision dans les mesures. Finalement, le grand nombre de puces spécialisées rend la gestion de l'obsolescence complexe. C'est-à-dire qu'au fur et à mesure que ces puces ne seront plus disponibles, des modifications majeures à l'architecture du système devront être faites. Le principal objectif du présent projet est de s'affranchir des diverses contraintes en regroupant les fonctions réalisées par plusieurs puces en un seul réseau de portes programmables.

Les objectifs secondaires du projet sont d'améliorer la précision des mesures et, si possible, de réduire les dimensions et les coûts du système. Cependant, des performances minimalement comparables à celles du système TIE4-USB sont exigées.

## Approche

Ce projet de maîtrise porte exclusivement sur le module de synthèse et de démodulation (MSD) du système de TIE. Afin de réduire le nombre de composants, toute la section numérique du module de synthèse et de démodulation sera intégrée dans une seule puce programmable de type FPGA. En réduisant le nombre de composants spécialisés, on facilite grandement la gestion de l'obsolescence de ces derniers. De plus, étant donné que toutes les étapes de traitement du signal sont programmées, il est possible de les adapter au contexte de la TIE et par conséquent, d'améliorer la précision des mesures. Cette intégration devrait aussi contribuer à réduire la taille du système.

Comme le projet est basé sur le système TIE4-USB, il était important dans un premier temps d'analyser le fonctionnement de ce dernier. Une architecture pour le nouveau système a ensuite été proposée. L'étape suivante a été d'implanter les fonctions désirées dans le FPGA. Finalement, le circuit imprimé a été adapté pour fonctionner avec le nouveau FPGA.

## Contenu du mémoire

Ce mémoire se compose de quatre chapitres. Le premier est une revue de la littérature. Les principales applications médicales de la TIE y sont décrites. On y traite également des différentes techniques de génération de signal et de démodulation. Les différentes approches concernant l'application du courant au patient y sont aussi abordées. Le second chapitre explore le fonctionnement du système TIE4-USB et décrit la conception du système TIE4-USB-i, développé dans le cadre de ce projet. Le troisième chapitre présente les mesures de performance effectuées pour comparer ces deux systèmes. Finalement, le chapitre quatre évalue la réussite de ce projet et propose des avenues de développement rendues possibles grâce à la réalisation de ce projet.

# Chapitre 1

## Revue de la littérature

Ce chapitre se divise en deux sections. La première donne un bref aperçu des origines de la TIE et décrit les principales applications médicales de cette technique. La deuxième section traite de l'instrumentation utilisée en TIE. Les différentes approches pour effectuer les mesures d'impédance y sont abordées. De plus, les techniques employées dans plusieurs systèmes de TIE pour synthétiser la porteuse de référence et démoduler le signal mesuré sont décrites. Les avantages et inconvénients de chacune d'entre elles sont également présentés.

### 1.1 Historique et applications médicales

Un des pionniers du développement de la tomographie d'impédance électrique, le professeur Brian Brown de l'Université de Sheffield (Royaume-Uni), estime que l'idée d'obtenir des images de l'impédance des tissus vivants remonte au début des années 70 Brown (2003). Il admet cependant que celle-ci aurait pu être formulée bien avant cela. Brown et son collègue, le professeur David Barber, ont été les premiers à publier,

en 1982, une image tomographique d'une section de l'avant-bras. Ceci survient quatre ans après que Henderson et Webster aient publié une image d'impédance transpulmonaire Brown (2003).

L'Institut de génie biomédical (IGB) a commencé à s'intéresser à la TIE en tant que domaine de recherche vers 1985. Au cours des 10 années qui ont suivi, trois systèmes différents ont été développés à l'École Polytechnique et de nombreux travaux de simulation, des essais avec des fantômes et des études *in-vivo* ont été réalisés [Guardo *et al.*, 1993, Adler et Guardo, 1994, Guardo *et al.*, 1994, Adler, 1995, Adler *et al.*, 1995, Adler et Guardo, 1995, Trudelle, 1995]. En 1996, un quatrième système, désigné TIE4, est mis au point. Il est ensuite amélioré pour donner naissance au système TIE4-USB en 2000 Robitaille (2000); Gagnon (2003). Ce système est actuellement le système de référence autour duquel sont articulés plusieurs projets de recherche à l'IGB.

Plusieurs applications médicales ont été proposées pour la TIE. Bon nombre de celles-ci ont fait l'objet d'études *in-vivo* chez l'animal ou d'essais cliniques à petite échelle. Les principales applications sont présentées ci-dessous.

### 1.1.1 Applications pulmonaires

Plusieurs applications de la TIE sont liées à l'étude du système respiratoire. Il est établi que les tissus du poumon ont une conductivité bien inférieure aux tissus environnants. De plus, la conductivité de ces tissus varie de façon significative durant le cycle respiratoire Brown (2003). La TIE peut donc être employée pour des fins de monitor-



age respiratoire. Deux études de Harris *et al.* (1987, 1988) concluent que les volumes pulmonaires obtenus par traitement d'images de TIE sont différentes d'environ 10% de ceux obtenus par spiromètre. Ils ont également effectué une étude sur cinq sujets soumis à un test à l'effort utilisant une bicyclette-ergomètre, suivi d'une période de repos Harris *et al.* (1992). Cette étude a démontré que la précision de la TIE pour la mesure du volume pulmonaire était comparable à celle du spiromètre dans ces conditions. Brown *et al.* (1994) ont démontré que la perfusion pulmonaire pouvait être observée à l'aide de la TIE. L'IGB s'est également intéressée au problème de quantification de la ventilation pulmonaire par TIE Coulombe (2003). Lors d'une étude impliquant 22 sujets normaux, une forte corrélation a été observée entre le changement de conductivité moyenne thoracique et le changement de volume d'air pulmonaire mesuré avec un spiromètre. Une relation de type quadratique a été trouvée entre ces deux variables et les coefficients de l'équation semblent influencés par certains paramètres, comme le sexe, le pli cutané et la circonférence thoracique mesurée au niveau des électrodes.

Dans un poumon normal, on retrouve environ 80% d'air et 5% de liquide physiologique. Le reste étant constitué de tissus biologiques. Une proportion supérieure à 5% de liquide est habituellement un signe de la présence d'oedème pulmonaire. Comme la différence de conductivité entre l'air et le liquide est très grande, il est possible de monitorer l'évolution de cette pathologie. Une étude menée par Campbell *et al.* (1994) auprès de huit sujets chez qui un oedème a été volontairement provoqué par infusion de salin a révélé une baisse de la résistivité thoracique de 22%, 24%, et 11% respectivement à capacité pulmonaire totale, au volume respiratoire et au volume résiduel. La détection de l'oedème pulmonaire par TIE a également été étudiée à l'IGB. Adler (1995) a effectué une série d'expériences sur six chiens visant à mesurer

le volume respiratoire et la quantité de liquide présent. Après avoir anesthésié les chiens, une solution saline était instillée dans un poumon à l'aide d'un cathéter. Des mesures de TIE étaient prises à intervalles réguliers pour monitorer la réabsorption du fluide. Une bonne corrélation ( $r=0.975$  à  $0.998$ ) a été obtenue entre le changement de conductivité estimé par TIE et la quantité de liquide instillée.

### 1.1.2 Vidange gastrique

La vitesse à laquelle l'estomac se vide après l'ingestion d'un repas (vidange gastrique) dépend de plusieurs facteurs dont la pression entre l'estomac et le duodénum, la température du repas, son acidité, et son contenu énergétique. Plusieurs pathologies du système digestif se manifestent par une vidange gastrique atypique. Par exemple, une vidange gastrique particulièrement lente peut indiquer la présence de sténose du pylore Trudelle (1995), la valve fermant l'accès au duodénum (début de l'intestin) à partir de l'estomac. À l'opposé, une vidange très rapide peut indiquer un ulcère duodénal ou le syndrome de Zollinger-Ellison Trudelle (1995). La scintigraphie ou la dilution de marqueurs sont employées en clinique pour évaluer la vidange gastrique. Toutefois, ces techniques sont considérées semi-invasives. La scintigraphie utilise un isotope radioactif dans un repas test. Ce repas test est habituellement constitué de foie de poulet auquel du technétium ( $^{99m}\text{Tc}$ ) a été injecté. La dilution de marqueurs utilise une sonde endoscopique pour suivre l'évolution de la concentration du marqueur (habituellement du rouge de phénol). Si un repas ayant une résistance électrique significativement différente des tissus de l'estomac est ingéré, son cheminement peut être monitoré par TIE Avill *et al.* (1987); Magnall *et al.* (1987). Dans la plupart des études, un tel repas est composé de purée de pommes de terre salée.

Une étude clinique sur 28 enfants, dont 21 souffraient de symptômes de sténose du pylore, a été menée en 1988 Lamont *et al.* (1988). Cette étude n'a pas permis de conclure que la TIE peut détecter la présence de sténose du pylore. Toutefois, les données obtenues par TIE, conjointement à d'autres tests cliniques, ont été jugées utiles pour poser un diagnostic. Une étude menée en 1995 à l'IGB Trudelle (1995) portait sur quatre sujets sains. Les temps de vidange à 50% ont été évalués à la fois par scintigraphie et par TIE pour chaque sujet. Cette étude fut menée avec un des premiers systèmes de TIE développés par l'IGB. Les performances de ce système n'étaient malheureusement pas suffisantes pour que l'on puisse conclure que la TIE permet d'évaluer la vidange gastrique avec la même précision que la scintigraphie.

### 1.1.3 Imagerie cérébrale

L'impédance des tissus cérébraux varie en fonction de leur activité et des pathologies qui les affectent. Il a été démontré que lors de crises d'épilepsie, d'accidents vasculaires cérébraux, ou en présence d'ischémie cérébrale, la conductivité de ces tissus augmente d'environ 10% Holder (2001). Cette variation s'expliquerait par un apport sanguin plus important aux tissus et par le gonflement des cellules. La TIE pourrait donc être employée pour évaluer la gravité de la pathologie. D'autre part, des chercheurs de l'université de Londres (University College) ont réussi à détecter un changement d'impédance lié à des stimuli externes, tels des flashes lumineux, à l'aide de la TIE. Cette découverte laisse entrevoir la possibilité d'études fonctionnelles semblables à celles réalisées présentement à l'aide d'imagerie par résonance magnétique (IRM) ou de tomographie par émission de positrons (PET). La principale difficulté est que le

système de TIE présentement employé par ces chercheurs ne fournit pas de résultats reproductibles quant à la localisation du changement de conductivité Tidswell *et al.* (2001).

#### 1.1.4 Détection de tumeurs du sein

Selon Statistique Canada, environ 18 700 femmes sont diagnostiquées chaque année d'un cancer du sein et 5 400 autres en meurent<sup>1</sup>. L'importance de tests de dépistage fiables et peu coûteux est donc évidente. Les examens actuellement utilisés incluent la mammographie, les ultrasons, la thermographie, et la palpation. Il a été établi que la présence d'une tumeur affecte la circulation sanguine, modifiant ainsi la conductivité locale Jongschaap *et al.* (1994). La compagnie TransScan Medical Ltée (Israël) a mis au point un appareil, le TS2000, qui est utilisé comme complément à la mammographie pour la détection du cancer du sein. Une sonde composée d'une grille de 256 électrodes est appliquée sur le sein de la patiente. Celle-ci tient dans sa main un cylindre métallique qui sert d'électrode de référence. Chacune des 256 électrodes de la grille est reliée à la masse virtuelle d'un amplificateur opérationnel monté en amplificateur à transconductance (i.e. un courant d'entrée est transformé en tension à la sortie de l'amplificateur). Un signal de tension, dont l'amplitude et la fréquence peuvent être variées, est appliqué entre l'électrode de référence et la masse du système. En analysant les 256 signaux obtenus des 256 amplificateurs opérationnels, on peut tracer une carte de conductivité des tissus du sein. Cette carte permettrait, selon les concepteurs de cet appareil, de détecter certains types de tumeurs Florestal (2001). Cet appareil a été approuvé pour commercialisation par le *Food and Drug Administration* en 1999 FDA (1999). Des essais cliniques multicentre ont eu lieu au cours des

---

<sup>1</sup>Données estimées pour 1999, Statistique Canada

années suivantes. Les résultats définitifs de ces essais n'ont pas encore été publiés. Par contre, une étude clinique menée à l'hôpital de Pistoia (Italie) auprès de 6000 femmes a démontré que le dépistage du cancer du sein peut se faire au moyen de données d'impédance électrique Piperno *et al.* (1990). Dans cette étude, un système semblable à celui développé par la compagnie TransScan Medical Ltée était utilisé. Le système avait cependant une matrice de 64 électrodes. Les patientes subissaient un examen clinique régulier incluant la palpation, la thermographie, l'ultrasonographie, la radiographie, et la diaphanoscopie avant d'être examinées à l'aide du système à impédance. Lorsqu'un des examens indiquait une possibilité de cancer, une biopsie était pratiquée. Un total de 745 biopsies ont été effectuées. La table 1.1.4 indique les conclusions de chaque test de dépistage par rapport à la biopsie (celle-ci est considérée comme étant la référence).

Tableau 1.1: Comparaison des résultats des différents tests de dépistage du cancer du sein par rapport à la biopsie. Adapté de Piperno *et al.* (1990)

Méthode de dépistage	Résultats confirmés	Résultats ambigus	Résultats divergents
Système à impédance	454	172	119
Palpation	349	220	176
Thermographie	388	130	227
Ultrasonographie	334	264	147
Radiographie	395	196	154
Diaphanoscopie	269	245	231

Comme le fonctionnement de ces appareils est basé sur les différences de conductivité entre les tissus, la TIE est toute indiquée pour effectuer des tests de dépistage. Un projet de maîtrise réalisé à l'IGB en 2000-2001 visait à vérifier si la TIE multi-fréquence pouvait permettre de détecter des tumeurs du sein Florestal (2001). Des

simulations et des essais sur un fantôme d'Agar ont été réalisés avec un système multifréquence prototype. Cette étude visait principalement à identifier les spécifications essentielles du système de mesure multifréquence. Parmi celles-ci, l'importance d'une réponse en fréquence uniforme sur une bande de fréquence allant de quelques kilohertz à un mégahertz ou plus a été identifiée. L'architecture du module d'électrodes actives a aussi été définie. Tel que mentionné précédemment, ce module est responsable de l'application du courant d'excitation. Le courant appliqué est affecté par l'impédance de contact des électrodes et l'impédance du milieu biologique qui sont toutes deux inconnues. Devant la difficulté de réaliser une source de courant idéale pour une aussi grande largeur de bande, Florestal recommande d'implanter un mécanisme permettant de mesurer l'amplitude réelle du courant appliqué par chaque électrode.

## 1.2 Instrumentation

La description d'un système de TIE est grandement facilitée si on le subdivise en modules. L'architecture type d'un système de TIE est présentée à la figure 1.1. Chaque système possède une organisation qui lui est propre, mais tous les modules présentés à la figure 1.1 sont présents sous une forme ou une autre. Dans le cas du système TIE4-USB, développé à l'IGB, l'unité d'application de courant et l'unité de mesure de tension sont toutes deux situées dans le module d'électrodes actives (MEA). Une partie de l'unité de contrôle et d'acquisition est aussi située dans le MEA alors que la plus grande partie est située dans le module de synthèse et de démodulation (MSD). Le traitement des données par un algorithme de reconstruction d'images s'effectue dans le PC.

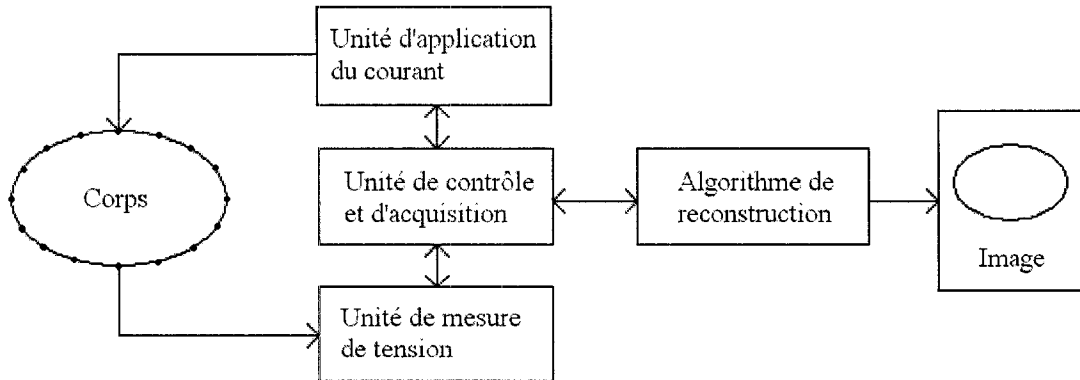


Figure 1.1: Architecture typique d'un système de TIE  
Adapté de Bourne (1996)

### 1.2.1 Disposition des électrodes actives

Deux des problèmes les plus importants affectant la précision des données recueillies par un système de TIE sont 1) les capacités parasites entre les fils reliant les électrodes à l'unité de contrôle et d'acquisition, et 2) la diaphonie (*cross-talk*) entre ces mêmes fils Rigaud *et al.* (1993). Une solution à ces problèmes consiste à réduire le plus possible la longueur de ces fils.

#### 1.2.1.1 Électrodes actives distribuées

Une première façon de réduire la longueur des fils d'interconnexion consiste à munir chaque électrode de son propre circuit de contrôle [Anah *et al.*, 1988, Rigaud *et al.*, 1993]. Dans cette approche, un module de contrôle est physiquement construit sur chaque électrode et ces modules sont reliés entre eux par un faisceau de fils permettant de synchroniser l'action de l'ensemble des électrodes. On est donc en présence

d'*électrodes actives distribuées*. Cette approche a été reprise à l'IGB Guardo *et al.* (1994) où un micro-contrôleur était employé pour chaque électrode, ce qui a permis de réduire le nombre d'interconnexions entre les modules. Il est à noter qu'avec cette approche, chacune des électrodes actives est fonctionnellement identique. Le déplacement de certaines opérations d'acquisition près du site de mesure permet de réduire les capacités parasites et la diaphonie. Un impact majeur de cette approche est d'augmenter la fréquence maximale atteignable par le système Record (1994). Il s'agit donc d'un avantage indéniable pour les systèmes multifréquences. Malgré ces avantages, l'approche par électrodes actives distribuées rend le système très inconfortable Robitaille (2000). Par exemple, le premier prototype d'électrodes actives réalisé à l'IGB mesurait 6 cm x 8 cm x 2 cm. Comme le montre la figure 1.2 ce réseau d'électrodes actives est inutilisable pour des enregistrements en position couchée.

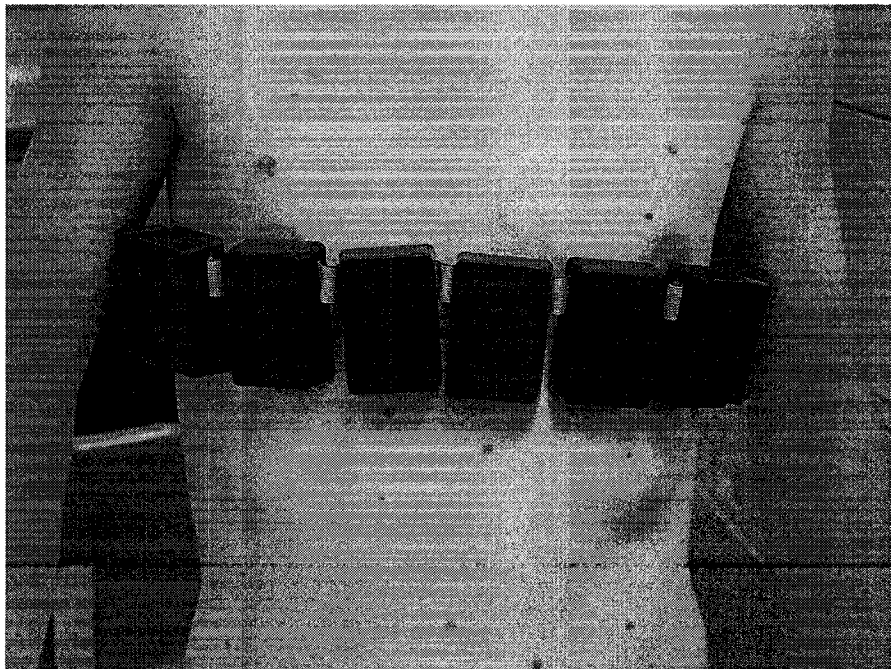


Figure 1.2: Module d'électrodes actives distribuées posé sur un patient



### 1.2.1.2 Électrodes actives regroupées

Pour régler le problème de dimension des électrodes actives distribuées, l'IGB a conçu un système hybride exploitant à la fois les avantages du système à électrodes actives distribuées et du système à électrodes distantes (i.e. les électrodes sont directement reliées au module d'acquisition à l'aide de long fils). Dans ce système hybride, tous les circuits servant à appliquer le courant, mesurer des tensions, et contrôler les 16 électrodes actives se retrouvent dans un module placé sur le thorax du patient. Les fils partant de ce module et allant aux électrodes ont tout au plus 30 cm Robitaille (2000). On appelle cette architecture *électrodes actives regroupées*. Une approche semblable a été employée par le groupe de recherche de Lyon Jossinet *et al.* (1994). Comme seules les électrodes sont physiquement reliées au patient, ce système peut être utilisé en position couchée. La figure 1.3 montre un réseau d'électrodes actives regroupées posé sur un patient en position couchée.

### 1.2.2 Générateur de porteuse

Le signal qui contrôle les sources de courant, appelé *porteuse de référence* est une onde sinusoïdale. Plusieurs moyens peuvent être utilisés pour générer ce signal. Bien que quelques groupes de TIE utilisent encore des circuits analogiques, par exemple un oscillateur à pont de Wien, la grande majorité synthétise numériquement ce signal pour ensuite le convertir en signal analogique Rigaud *et al.* (1994b).

Le générateur numérique utilise souvent une mémoire contenant un ou plusieurs cycles de la sinusoïde (lookup table). La vitesse et la manière auxquelles cette mémoire est parcourue permettent de générer des signaux de fréquences et de phases variables.



Figure 1.3: Module d'électrodes actives regroupées posé sur un patient

Pour contrôler l'amplitude de la porteuse, les valeurs binaires lues de la mémoire sont multipliées par une variable contenue dans un registre. Puisque la valeur à la sortie du générateur change brusquement lors de chaque mise à jour de la valeur du signal, ce dernier a une forme d'escalier. Pour adoucir ces transitions, la sortie du générateur est acheminée à un filtre passe-bas qui élimine les composantes spectrales indésirables. Tous les circuits numériques (multiplicateurs, registres, etc...) permettant d'effectuer ces opérations, de même que la mémoire de la table de sinus et un convertisseur numérique/analogique sont contenus dans une puce électronique appelée DDS (Direct Digital Synthesiser). Le fonctionnement d'un DDS sera expliqué à la section 2.2.1.1

### 1.2.3 Démodulation

Les tissus sont caractérisés par deux propriétés électriques: la conductivité ( $\sigma$ ) et la permittivité ( $\epsilon$ ). La densité du courant ( $\vec{J}$ ), exprimée par l'équation 1.1, qui est appliquée au patient contient deux composantes: la densité de courant de conduction ( $\vec{J}_c$ ) et la densité de courant de déplacement ( $\vec{J}_d$ ). Les courants de conduction et de déplacement sont respectivement liés à la conductivité  $\sigma$  et à la permittivité  $\epsilon$  selon les expressions 1.2 et 1.3.

$$\vec{J} = \vec{J}_c + \vec{J}_d \quad (1.1)$$

$$\vec{J}_c = \sigma \vec{E} \quad (1.2)$$

$$\vec{J}_d = j\omega\epsilon\vec{E} \quad (1.3)$$

où  $\omega$  représente la fréquence angulaire.

Si on considère l'hypothèse que le champ magnétique ne varie pas dans le temps, le champ électrique ( $E$ ) s'exprime comme:

$$\vec{E} = \nabla V \quad (1.4)$$

En substituant 1.2, 1.3, et 1.4 dans 1.1, on obtient une relation liant le gradient de potentiel ( $\nabla V$ ) et la densité de courant (eq. 1.5).

$$\vec{J} = (\sigma + j\omega\epsilon)\nabla V \quad (1.5)$$

Pour évaluer à la fois la conductivité et la permittivité, il est nécessaire de connaître

la composante réelle et imaginaire des valeurs de tension mesurées. Dans cette optique, on peut diviser les méthodes de démodulation en deux grandes catégories: celles qui sont sensibles à la phase et celles qui ne le sont pas. Les démodulateurs qui ne sont pas sensibles à la phase permettent d'évaluer l'amplitude du signal modulant mais ne donnent aucune indication quant à sa phase. Ainsi, un démodulateur d'amplitude permet d'évaluer la norme du terme  $\sigma + j\omega\epsilon$  alors qu'un démodulateur sensible à la phase permet d'évaluer à la fois  $\sigma$  et  $\epsilon$ .

### 1.2.3.1 Démodulation d'amplitude

On recense principalement deux techniques de démodulation d'amplitude (ou non sensible à la phase). La première, utilisée par les groupes de l'Université de Tucumán (Argentine) et celui de l'Hôpital Général de Bristol (Royaume-Uni), est un démodulateur à détection d'enveloppe (ce type de démodulation est utilisé pour la réception de signaux radio AM). Le signal est d'abord redressé pour ensuite être filtré passe-bas. Les différentes étapes du traitement de signal sont illustrées à la figure 1.4.

Le principal inconvénient de ce type de démodulation est que le bruit présent dans la porteuse est également redressé et contribue au signal de sortie.

La seconde technique, utilisée dans le système de TIE développé par le groupe de l'Université de Louvain (Belgique) consiste à détecter les crêtes du signal à démoduler à l'aide d'un suiveur de crête (*peak-follower*) Bourne (1996). Les crêtes sont ensuite filtrées ou reliées entre elles par un échantillonneur-bloqueur pour retrouver le signal modulant.

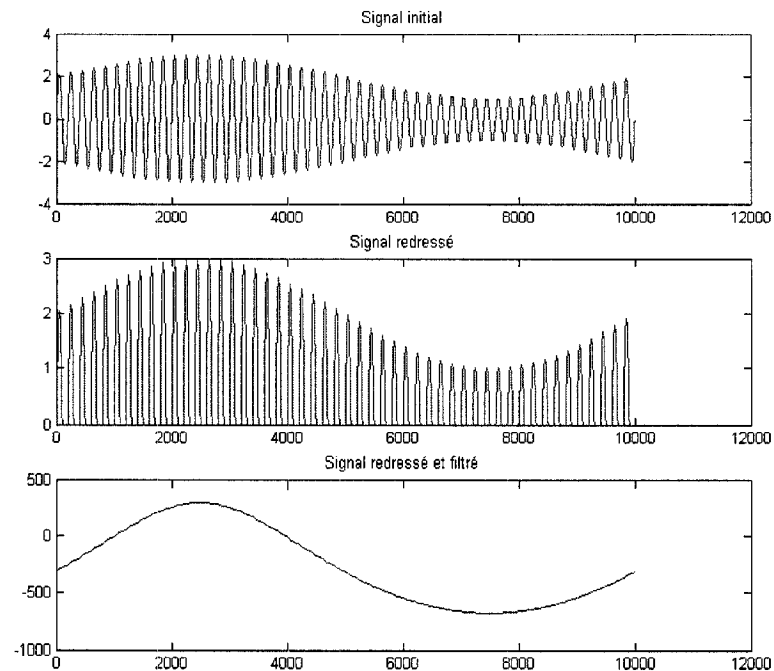


Figure 1.4: Démodulation d'amplitude par détection d'enveloppe

Comme les circuits analogiques réalisant ce genre de démodulation sont très simples et peu coûteux, on peut en utiliser un par paire d'électrodes. On obtient donc un système parallèle ou semi-parallèle, ce qui permet d'atteindre des cadences d'acquisition de données plus élevées. En contrepartie, ce circuit ne permet pas de distinguer le signal d'intérêt qui se trouve à la fréquence de la porteuse des autres composantes fréquentielles du signal. On démodule l'ensemble du signal ce qui nuit à la précision des mesures.

### 1.2.3.2 Démodulation sensible à la phase

La majorité des systèmes de TIE décrits dans la littérature utilisent des techniques de démodulation sensibles à la phase. Ces techniques permettent d'évaluer à la fois la composante réelle (en phase) et la composante imaginaire (en quadrature)

de l'impédance. On peut mettre en oeuvre ces techniques au moyen de circuits analogiques ou numériques.

**Démodulation synchrone au moyen de circuits analogiques** Il existe principalement deux façons de réaliser un système analogique de démodulation sensible à la phase Blair et Sydenham (1975). La première approche, illustrée à la figure 1.5, utilise des multiplicateurs et des filtres passe-bas. Le signal à démoduler  $s(t)$  est multiplié par une sinusoïde de même fréquence et en phase avec la porteuse. Cette multiplication dans le domaine du temps est équivalente à une convolution dans le domaine fréquentiel; le signal produit comporte par conséquent un terme spectral centré autour de 0 Hz, et un second terme spectral centré autour du double de la fréquence de la porteuse. Ce second terme est éliminé par un filtre passe-bas situé à la sortie du multiplicateur. Le terme spectral centré autour de zéro est la composante réelle (en phase) du signal  $s(t)$ . La composante en quadrature est obtenue de la même façon mais le signal à démoduler est multiplié par une sinusoïde déphasée de  $90^\circ$ .

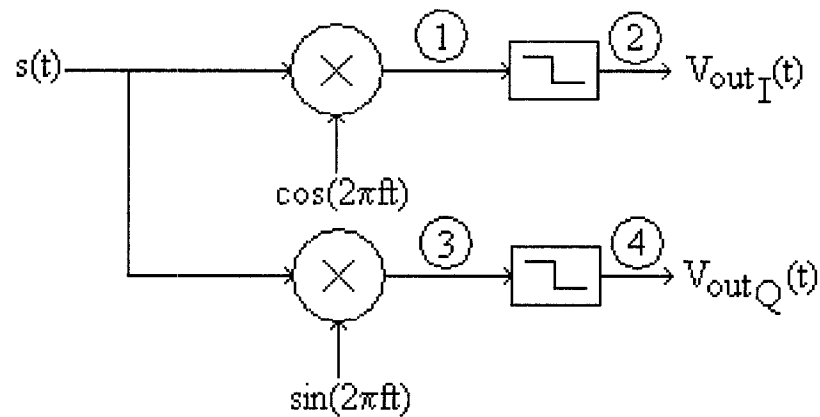


Figure 1.5: Démodulation cohérente par démodulation synchrone

Une démonstration mathématique de ce procédé de démodulation est donnée ci-dessous. Le signal d'entrée  $s(t)$  est une sinusoïde de fréquence  $f$  dont l'amplitude  $m(t)$  et la phase  $\theta(t)$  sont fonction du temps (éq. 1.6). Ce signal peut être exprimé comme la somme d'une composante en phase  $m_I(t)$  et d'une composante en quadrature  $m_Q(t)$  (éq. 1.8).

$$s(t) = m(t) \cdot \cos(2\pi ft + \theta(t)) \quad (1.6)$$

$$s(t) = m(t) \sin(\theta(t)) \cos(2\pi ft) + m(t) \cos(\theta(t)) \sin(2\pi ft) \quad (1.7)$$

$$s(t) = m_I(t) \cos(2\pi ft) + m_Q(t) \sin(2\pi ft) \quad (1.8)$$

$$\text{avec } m_I(t) = m(t) \sin(\theta(t)) \text{ et } m_Q(t) = m(t) \cos(\theta(t)) \quad (1.9)$$

Au point 1 du circuit de la figure 1.5 on a donc,

$$s(t) = m_I(t) \cos^2(2\pi ft) + m_Q(t) \sin(2\pi ft) \cos(2\pi ft) \quad (1.10)$$

$$= m_I(t) \cdot \frac{1 + \sin(2\pi(2f)t)}{2} + m_Q(t) \cdot \frac{\sin(2\pi(2f)t)}{2} \quad (1.11)$$

En supposant un filtre passe-bas idéal de fréquence de coupure inférieure à  $2f$ , les composantes à  $2f$  sont éliminées et on obtient au point 2:

$$V_{out_I}(t) = \frac{m_I(t)}{2} = \frac{m(t) \cdot \sin(\theta(t))}{2} \quad (1.12)$$

Par un raisonnement similaire, on obtient au point 3:

$$m_I(t) \cdot \frac{\sin(2\pi(2f)t)}{2} + m_Q(t) \cdot \frac{1 + \cos(2\pi(2f)t)}{2} \quad (1.13)$$

et au point 4

$$V_{out_Q}(t) = \frac{m_Q(t)}{2} = \frac{m(t) \cdot \cos(\theta(t))}{2} \quad (1.14)$$

Des signaux  $V_{out_I}$  et  $V_{out_Q}$ , on peut déterminer la fonction  $m(t)$  qui module la porteuse et la fonction  $\theta(t)$  qui représente le déphasage du signal modulé par rapport à la porteuse de référence. Les fonctions  $m(t)$  et  $\theta(t)$  sont utilisées dans la reconstruction d'images de TIE. Comme la distinction entre les composantes en phase et en quadrature est basée sur le déphasage entre le signal mesuré et celui de référence, il est primordial de garder un signal de référence synchronisé avec celui qui est appliqué.

Cette technique de démodulation permet de bien isoler le signal d'intérêt du reste du signal à démoduler. Comme il s'agit d'un circuit sensible à la phase, il permet également d'extraire les composantes réelle et imaginaire du signal modulé. Il est cependant difficile de réaliser un circuit analogique qui agisse comme un vrai multiplicateur. Ceux-ci possèdent en général une erreur de l'ordre de 5% sur toute leur plage dynamique. La réalisation de filtres passe-bas d'ordre élevé qui présentent à la fois une grande uniformité dans la bande passante et une phase très linéaire représente l'autre grand défi lors de la conception de ce circuit de démodulation. Compte tenu du coût de ce circuit de démodulation, il est généralement utilisé dans un système sériel. Le signal  $s(t)$  provient donc d'un multiplexeur. Le taux de multiplexage dépend du taux de rafraîchissement d'images désiré. Plus cette fréquence est grande, plus le nombre de mesures par unité de temps le sera. Ces changements fréquents étant riches en hautes fréquences, le spectre de  $s(t)$  s'en trouvera élargi ayant pour effet de compliquer encore plus la conception de filtres passe-bas adéquats. Le deuxième système de TIE réalisé à l'IGB au début des années 90 utilisait cette technique de



démodulation.

La seconde réalisation par circuits analogiques de la démodulation synchrone consiste à multiplier le signal à démoduler par une onde carrée symétrique d'amplitude crête unitaire synchronisée avec la porteuse de référence. On parle alors de détection synchrone ou de détection sensible à la phase. Ce procédé de démodulation est illustré à la figure 1.6.

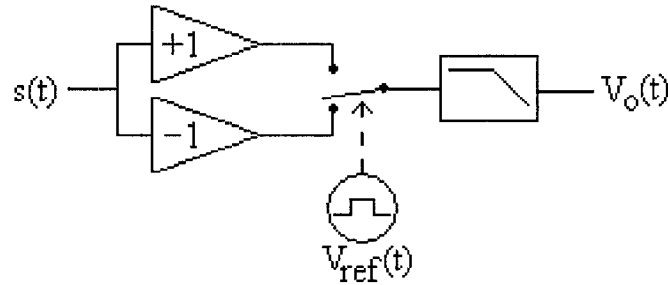


Figure 1.6: Démodulation cohérente par détection synchrone

Le signal  $s(t)$  est appliqué simultanément à un suiveur et à un inverseur de gain unitaire. Un commutateur électronique (réalisé avec des portes linéaires) sélectionne alternativement la sortie du suiveur et de l'inverseur. Si le signal  $V_{ref}(t)$  qui commande le commutateur est synchronisé avec le passage à zéro de la porteuse de référence, alors le signal à la sortie du commutateur sera une version redressée du signal  $s(t)$ . Le procédé de démodulation peut être décrit mathématiquement en considérant le produit entre le signal  $s(t)$  (eq. 1.15) et les termes de la série de Fourier qui représente l'onde carrée  $V_{ref}(t)$  (eq. 1.16)

$$V_{ref}(t) = \frac{4V}{\pi} \left[ \cos(2\pi ft) - \frac{\cos(3(2\pi f)t)}{3} + \frac{\cos(5(2\pi f)t)}{5} \dots \right] \quad (1.15)$$

$$s(t) = m(t) \cdot \cos((2\pi f)t + \theta(t)) \quad (1.16)$$

Après la multiplication de  $s(t)$  par  $V_{ref}(t)$ , on a:

$$\begin{aligned} V_{ref}(t) \cdot V_i(t) = & \frac{4Vm(t)}{2\pi} \left\{ \sin(2(2\pi f)t + \theta(t)) + \sin(\theta(t)) \right. \\ & - \frac{\sin((2\pi f + 3(2\pi f))t + \theta(t))}{3} - \frac{\sin((2\pi f - 3(2\pi f))t + \theta(t))}{3} \\ & + \frac{\sin((2\pi f + 5(2\pi f))t + \theta(t))}{5} + \frac{\sin((2\pi f - 5(2\pi f))t + \theta(t))}{5} + \dots \left. \right\} \end{aligned} \quad (1.17)$$

Encore une fois, si on suppose que le filtre passe-bas est idéal et que sa fréquence de coupure est inférieure à  $2f$ , les termes de fréquence  $2f$  et plus sont éliminés.

$$V_o(t) = \frac{2Vm(t) \sin(\theta(t))}{\pi} \quad (1.18)$$

On peut obtenir la composante en quadrature en utilisant un signal  $V'_{ref}(t)$  déphasé de  $90^\circ$  relativement au signal  $V_{ref}(t)$  ci-dessus. C'est-à-dire en effectuant la commutation entre les sorties du suiveur et de l'inverseur aux crêtes de la porteuse de référence plutôt que lors de ses passages à zéro.

En pratique, cette technique de démodulation donne de meilleurs résultats que la précédente puisqu'il est plus facile de réaliser un commutateur quasi-idéal qu'un multiplicateur analogique. Cependant, lors de la commutation, le signal est entaché par quelques pics provenant d'un transfert de charge dans le commutateur électronique. Bien que les composantes en hautes fréquences de ces pics soient facilement éliminées par le filtre passe-bas, il existe également une partie DC qui reste présente à la sor-

tie du filtre. Cette partie DC est due au fait que les pics ne sont pas équilibrés. Les problèmes liés à la conception des filtres passe-bas qui étaient présents dans la méthode précédente se retrouvent également dans cette technique. Cette technique de démodulation a été employée dans le premier système de TIE de l'IGB.

Une autre forme de démodulation analogique a été utilisée dans un système de TIE développé par le groupe de Xanthi (Grèce). Il s'agit d'échantillonner la porteuse modulée AM de manière à obtenir directement la composante réelle et imaginaire. Selon l'équation 1.8, si le signal est échantillonné alors que le signal de référence ( $\cos 2\pi ft$ ) passe par zéro, alors la partie en phase du signal est nulle. La composante imaginaire est donc obtenue. Pour obtenir la partie en phase, il suffit d'échantillonner alors que le signal de référence est à un maximum Koukourlis *et al.* (1992). Cette méthode est illustrée à la figure 1.7.

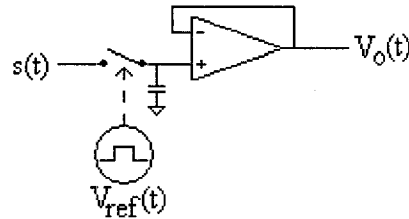


Figure 1.7: Démodulation cohérente par échantillonnage synchronisé de la porteuse AM

Une variante de la méthode présentée à la figure 1.5 a été employée dans un système développé à l'IGB (TIE-3) Guardo *et al.* (1993). Il s'agit d'une technique superhétérodyne. On effectue une première multiplication du signal à démoduler. Cette opération décale le spectre du signal à démoduler autour d'une fréquence intermédiaire ( $f_{IF}$ ). Un filtre analogique passif de grande précision optimisé pour fonc-

tionner à cette fréquence est utilisé pour rejeter les termes indésirables du produit. Le signal centré à  $f_{IF}$  est ensuite démodulé par des circuits semblables à ceux de la figure 1.5. Cette technique est particulièrement utile dans un système multifréquence puisque, peu importe la fréquence de la porteuse, le signal à démoduler est ramené à la même fréquence intermédiaire. Il est donc plus facile d’optimiser le processus de démodulation.

**Démodulation par des systèmes numériques** Le traitement numérique de signaux permet d’effectuer certaines opérations qui sont difficilement réalisables par des circuits analogiques. La première technique consiste à démoduler le signal de façon cohérente tel que démontré à la section 1.2.3.2. Une multiplication numérique est donc effectuée suivie d’un filtrage du signal. Ce type de démodulation peut être effectué à l’aide d’une unité de traitement numérique spécialisée nommé *changeur abaisseur de fréquence* (digital down converter - DDC). Cette approche est employée dans les systèmes TIE4 et TIE4-USB Robitaille (2000); Gagnon *et al.* (2003).

Les systèmes numériques permettent de réaliser des multiplicateurs et des filtres passe-bas qui se rapprochent de l’idéal. En fait, la seule limite à la précision de la démodulation est le nombre de bits utilisés pour représenter  $s(t)$ . Cependant, l’augmentation des coûts et de la complexité fait que cette technique est principalement utilisée dans des systèmes sériels. La contrepartie de l’augmentation de précision dans les mesures est donc une réduction du taux de rafraîchissement de l’image.

Le système de TIE développé par le groupe de Stoke-on-Trent (Royaume-Uni) utilise une technique de démodulation basée sur la transformée discrète de Fourier.

La démonstration mathématique qui suit est adaptée de l'article de Jain *et al.*(1979).

Soit un signal à démoduler:

$$s(t) = \sum_{m=1}^M A_m \sin 2\pi f_m t + \phi_m \quad (1.19)$$

Dans cette expression,  $A_m$  et  $\phi_m$  sont fonction du temps. Toutefois, pour simplifier l'écriture, on omet les  $(t)$ . La transformée de Fourier discrète (TFD) du signal donne:

$$S(i) = \sum_{k=0}^{N-1} x(k) \cdot e^{-j \cdot \frac{2\pi}{N} ik} = \sum_{k=0}^{N-1} \sum_{m=1}^M A_m \sin 2\pi f_m t + \phi_m \cdot e^{-j \cdot \frac{2\pi}{N} ik} \quad (1.20)$$

La sommation étant un opérateur linéaire, la transformée de Fourier d'une somme de signaux est égale à la somme des transformées de Fourier de chaque signal. Ainsi:

$$S(i) = \sum_{m=1}^M \sum_{k=0}^{N-1} A_m \sin 2\pi f_m t + \phi_m \cdot e^{-j \cdot \frac{2\pi}{N} ik} = \sum_{m=1}^M \text{TFD}(A_m \sin 2\pi f_m t + \phi_m) \quad (1.21)$$

Le sinus peut être réexprimé en utilisant la relation d'Euler.

$$\sin \theta = -j \frac{e^{\theta} - e^{-\theta}}{2} \quad (1.22)$$

$$S(i) = \sum_{m=1}^M A_m \text{TFD}\left(\frac{-j}{2} e^{2\pi f_m t + \phi_m} - e^{-(2\pi f_m t + \phi_m)}\right) \quad (1.23)$$

Si on évalue la TFD, on a:

$$S(i) = \sum_{m=1}^M \frac{-j \cdot A_m}{2}$$

$$\left[ e^{-j\pi(i-f_m)\frac{N-1}{N}} \frac{\sin \pi(i-f_m)}{\sin \frac{\pi(i-f_m)}{N}} e^{j\phi_m} - e^{-j\pi(i+f_m)\frac{N-1}{N}} \frac{\sin \pi(i+f_m)}{\sin \frac{\pi(i+f_m)}{N}} e^{-j\phi_m} \right] \quad (1.24)$$

En substituant  $a = \pi \frac{N-1}{N}$  et  $f_m = \lambda_m f_0$ , on obtient, en fréquence réduite,

$$S(i) = \sum_{m=1}^M \frac{-j \cdot A_m}{2} \left[ e^{j(a(\lambda_m-i)+\phi_m)} \frac{\sin \pi(\lambda_m-i)}{\sin \pi \frac{\lambda_m-i}{N}} - e^{-j(a(\lambda_m+i)+\phi_m)} \frac{\sin \pi(i+\lambda_m)}{\sin \pi \frac{i+\lambda_m}{N}} \right] \quad (1.25)$$

À partir de cette transformée de Fourier discrète, il est possible d'évaluer l'amplitude et la phase à une fréquence d'intérêt ( $f_1$ ). On définit  $f_1$  par le produit de la fréquence d'échantillonnage ( $f_0$ ) par une constante ( $\lambda$ ).

$$f_1 = f_0 \cdot \lambda \quad (1.26)$$

La constante  $\lambda$  obtenue est composée d'une partie entière ( $l$ ) et d'une partie fractionnaire ( $\delta$ ). On définit alors la composante de fréquence  $f_1$ .

$$s_1(t) = A_1 \sin 2\pi f_1 t + \phi_1 \quad (1.27)$$

La transformée de Fourier discrète de ce signal est:

$$S(i) = -\frac{jA_1}{2} \left( e^{j(a(\lambda_1-i)+\phi_1)} \frac{\sin \pi(\lambda_1-i)}{\sin \pi \frac{\lambda_1-i}{N}} - e^{-j(a(\lambda_1+i)+\phi_1)} \frac{\sin \pi(\lambda_1+i)}{\sin \pi \frac{\lambda_1+i}{N}} \right) \quad (1.28)$$

Puisque la fréquence d'intérêt correspond à la fondamentale, il suffit de chercher les plus grandes lignes du spectre. On notera ces lignes  $S(l)$  et  $S(l+1)$ . Lorsque  $\lambda$  et  $N$  sont grands, le fait d'ignorer la seconde partie de l'équation 1.28 ne contribue

qu'à 0.04% de l'erreur totale Jain *et al.* (1979). L'équation 1.28 évaluée à  $l$  et à  $l + 1$  devient:

$$S(l) = \frac{-jA_1}{2} e^{j(a\delta + \phi_1)} \frac{\sin \pi \delta}{\sin \frac{\pi \delta}{N}} \quad (1.29)$$

$$S(l + 1) = \frac{-jA_1}{2} e^{j(a(\delta - 1) + \phi_1)} \frac{\sin \pi(\delta - 1)}{\sin \frac{\pi(\delta - 1)}{N}} \quad (1.30)$$

De plus, comme  $N$  est grand, le sinus au dénominateur peut être approximé par son argument.

$$S(l) = \frac{-jA_1}{2} e^{j(a\delta + \phi_1)} \frac{\sin \pi \delta}{\frac{\pi \delta}{N}} \quad (1.31)$$

$$S(l + 1) = \frac{-jA_1}{2} e^{j(a(\delta - 1) + \phi_1)} \frac{\sin \pi(\delta - 1)}{\frac{\pi(\delta - 1)}{N}} \quad (1.32)$$

En isolant l'amplitude dans 1.31 on obtient l'amplitude du signal d'intérêt démodulé.

$$A = \frac{2\pi\delta}{N} \frac{|S(l)|}{|\sin \pi \delta|} \quad (1.33)$$

ou

$$A = \frac{2\pi(1 - \delta)}{N} \frac{|S(l + 1)|}{|\sin \pi(1 - \delta)|} \quad (1.34)$$

Jain *et al.* (1979) recommande cependant d'utiliser l'équation 1.33 sauf si  $|S(l + 1)| > |S(l)|$ . Similairement, on évalue la phase avec

$$\phi = \text{Phase}\{S(l)\} - a\delta + \frac{\pi}{2} \quad (1.35)$$

ou

$$\phi = \text{Phase}\{S(l + 1)\} - a(\delta - 1) + \frac{\pi}{2} \quad (1.36)$$

Selon les auteurs, cette technique est principalement utile lorsqu'employée pour un système multifréquence. En effet, en choisissant comme signal d'excitation une somme de sinusoides dont les fréquences sont des nombres premiers et dont la phase est aléatoire, on peut démoduler l'ensemble des fréquences en une seule opération.

La dernière méthode présentée dans ce chapitre porte le nom de *méthode de démodulation de Prony*. Cette méthode a été développée par le groupe de Toulouse. Il s'agit d'une méthode paramétrique basée sur les travaux de Gaspard Riche, baron de Prony qui lui a donné son nom. On considère que le signal à démoduler  $x$  peut être exprimé sous la forme d'une somme de  $p$  exponentielles ( $b_m$ ) Chaveau *et al.* (1996). Avec  $p < \frac{N}{2}$  si  $N$  échantillons sont pris.

$$x[n] = \sum_{m=1}^p b_m z_m^n \quad (1.37)$$

Si on considère que le signal à la forme d'une sinusoïde à laquelle une valeur constante est ajoutée (éq. 1.38), on peut assumer que la fonction nécessitera trois exponentielles complexes (notées  $z_i$ ). En effet, deux exponentielles conjuguées-complexes représentent la sinusoïde alors que la troisième sert à introduire le décalage.

$$x[n] = a + 2A \cos\left(2\pi n \frac{f}{f_s} + \varphi\right) = b_1 \cdot Z_1 + b_2 \cdot Z_2 + b_3 \cdot Z_3 \quad (1.38)$$

Les paramètres sont donc définis comme étant:

$$b_1 = Ae^{j\varphi}$$

$$b_2 = b_1^*$$

$$b_3 = a$$



$$\begin{aligned}
Z_1 &= e^{j\pi \frac{f}{f_s}} \\
Z_2 &= Z_1^* \\
Z_3 &= e^{j\pi \frac{0}{f_s}} = 1
\end{aligned}
\tag{1.39}$$

Si on écrit les p équations sous forme matricielle, on obtient:

$$\hat{x} = \vec{b}V \tag{1.40}$$

$$avec \quad b = [b_1 b_2 b_3] \quad x = \begin{bmatrix} x_0 \\ x_1 \\ x_2 \\ \vdots \\ x_n \end{bmatrix} \quad V = \begin{bmatrix} Z_0^0 & Z_0^1 & \dots & Z_0^n \\ Z_1^0 & Z_1^1 & \dots & Z_1^n \\ Z_2^0 & Z_2^1 & \dots & Z_2^n \end{bmatrix}$$

Comme la matrice de Van der Monde  $V$  n'est pas inversible, on résout en se servant d'une technique de moindres carrés

$$b = A^{-1}V^H \hat{x} \tag{1.41}$$

avec  $A = V^H V$ .

Selon Chaveau *et al.* (1996), le principal avantage de cette technique est la simplicité de son implantation. Cette simplicité est cependant compensée par un traitement très lent des données (1.5 min/trame à 10 kHz pour 128 échantillons / mesure).

#### **1.2.4 Résumé des techniques de synthèse et de démodulation des signaux**

Le tableau 1.2 présente différentes approches adoptées par des groupes de recherche pour générer la porteuse de référence et pour démoduler le signal provenant des électrodes. Les données présentées dans cette table sont tirées d'un sondage effectué par Rigaud *et al.* (1994b). Dans la majorité des cas, seule une indication générale sur la technique employée est donnée sans précision sur la méthode exacte.

Tableau 1.2: Méthodes de générations de porteuse et de démodulation utilisées en TIE. Adapté de Bourne (1996)

Système	Pays	Générateur de porteuse de référence	démodulation
Aberdeen	Royaume-Uni	Sinus numérique (EPROM + DAC)	démodulation sensible à la phase (logiciel)
Ankara	Turquie	Générateur analogique	Démodulateur sensible à la phase (Quadrature)
Barcelone	Espagne	Oscillateur contrôlé par voltage ou DDS	démodulation sensible à la phase
Cardiff	Royaume-Uni	Numérique	démodulation sensible à la phase
Gdansk	Pologne	Générateur d'onde sinusoïdale (hétérodyne)	DSP + hétérodyne
Göttingen	Allemagne	DDS	Corrélation numérique
Kuopio	Finlande	Composant générateur de fonction	Numérique
Londres	Royaume-Uni	PROM	démodulation sensible à la phase
Lund	Suède	Interpolation linéaire avec MDAC	démodulation sensible à la phase
Lyon	France	Non donnée	démodulation sensible à la phase
Montréal	Canada	DDS	démodulation sensible à la phase
Moscou	Russie	Pulsations de courant	Détecteur synchrone
Oxford	Royaume-Uni	Onde sinusoïdale	Sur-échantillonnage non uniforme
Sheffield	Royaume-Uni	DAC + PROM	Démodulateur analogique
Stroke-on-Trent	Royaume-Uni	Numérique	FFT + Filtre
Stuttgart	Allemagne	EPROM + DAC	démodulation sensible à la phase
Tainan	Taiwan	Oscillateur de Wien avec rétroaction	Démodulateur balancé
Toulouse	France	EPROM ou DDS	Processeur de signaux numériques + modèle paramétrique
Troy	États-Unis	PROM + MDAC à 4 quadrants	démodulation sensible à la phase + filtre adapté
Tucumán	Argentine	Non donnée	démodulation d'amplitude + Filtre
Xanthi	Grèce	Technique numérique	démodulation sensible à la phase + échantillonneur bloqueur

### 1.2.5 Discussion

Tel que mentionné à la section 1.1, les applications médicales de la TIE sont nombreuses. Compte tenu de sa nature non invasive et sécuritaire, la TIE s'avère une approche particulièrement intéressante pour le monitoring respiratoire de patients en soins intensifs.

Dans ce chapitre, nous avons présenté diverses approches utilisées pour générer la porteuse de référence, et plusieurs techniques pour démoduler le signal capté par les électrodes. De manière générale, les approches numériques sont largement favorisées par rapport aux techniques analogiques. En effet, les techniques numériques permettent de réduire significativement le bruit présent dans les signaux aux fréquences autres que la porteuse, alors que les techniques analogiques démodulent à la fois le bruit et le signal d'intérêt. Les techniques numériques requièrent cependant plus de ressources pour les implanter.

Dans le cadre du présent projet, les techniques de synthèse et de démodulation qui sont employées sont les mêmes que celles utilisées dans le système TIE4-USB soit la synthèse à l'aide d'un DDS et la démodulation synchrone réalisée à l'aide de circuits numériques. En effet, comme le système développé possède une architecture sérielle, un seul canal de démodulation est nécessaire. Plus de ressources peuvent donc être consacrées à la réalisation de ce dernier. De plus, comme le FPGA qui a été choisi possède des multiplicateurs numériques intégrés, la démodulation synchrone numérique est toute indiquée.

## Chapitre 2

# Méthodes et instrumentation

Ce chapitre décrit le système TIE4-USB existant et les modifications qui ont été apportées pour réaliser le nouveau système TIE4-USB-i qui fait l'objet de ce projet de maîtrise. Ces modifications ont pour but de faciliter la gestion de l'obsolescence des composants. Les objectifs secondaires visés par ces modifications sont d'améliorer la précision des mesures et de réduire la taille et le coût du système. La première section présente le système TIE4-USB. La deuxième section est consacrée à la conception du module de synthèse et de démodulation(MSD) du système TIE4-USB-i.

### 2.1 Analyse du système TIE4-USB

Le système TIE4-USB a été développé par l'Institut de génie biomédical de 2001 à 2003. Certains éléments du système remontent toutefois à 1998 et ont été réalisés dans le cadre d'un projet de maîtrise (Robitaille, 2000). Un schéma-bloc du système TIE4-USB est présenté à la figure 2.1 alors que son aspect externe est montré à la figure 2.2.

Le module d'électrodes actives (MEA) sert de tête de lecture. Lors de l'acquisition

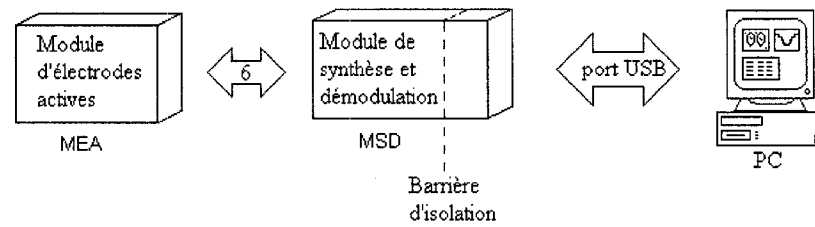


Figure 2.1: Architecture du système TIE4-USB

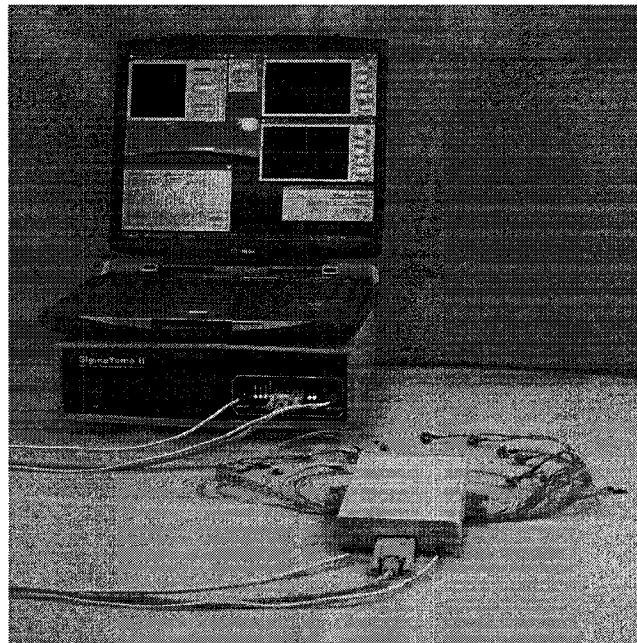


Figure 2.2: Système TIE4-USB

des données, chaque électrode active peut prendre cinq états: neutre (i.e. sans connexion au patient ou au système), source de courant, puit de courant, suiveur de tension, ou inverseur de tension. À chaque lecture, une électrode active sert de source de courant alors qu'une de ses voisines sert de puit de courant. De la même manière, une électrode active agit comme suiveur de tension alors qu'une autre agit comme inverseur de tension. Les autres électrodes actives sont alors dans l'état neutre. Le MEA contient un circuit de contrôle par électrode. Ainsi, on peut déterminer l'état

de chaque électrode lors de chaque lecture sans l'intervention d'un autre module. Ce module de contrôle contient un micro-contrôleur dont le programme peut être modifié en cours d'utilisation à l'aide de commandes transmises par le MSD.

Le MSD réalise plusieurs fonctions. Dans un premier temps, il sert à générer la porteuse de référence qui est transmise au MEA. Il effectue également la démodulation du signal retourné par le MEA. Un fois le signal démodulé, le MSD dépose les données représentant chaque mesure dans une mémoire tampon (mémoire FIFO). Le MSD coordonne aussi le transfert de ces données au PC pour que l'image puisse être reconstruite. Chacune de ces fonctions est effectuée par une ou plusieurs puces électroniques spécialisées. Un FPGA est utilisé pour assurer le synchronisme entre celles-ci et pour générer les différents signaux qui contrôlent le MEA. Puisque la plupart des puces utilisées sont programmables, le FPGA est également employé pour garder en mémoire les différents paramètres employés pour la configuration du système.

La principale fonction du PC est de recueillir les données, de calculer les images de distribution de conductivité à l'aide d'un algorithme de reconstruction, et d'afficher ces images. Son autre fonction est de servir d'interface entre l'utilisateur et le système. Le programme qui réalise l'interface graphique, MEMTA ("Modular Expandable MultiThread Architecture"), a été développée dans le cadre d'un projet de doctorat Gagnon (2003). MEMTA permet de relier entre eux plusieurs modules programmés individuellement sous forme de DLLs. Les modules utilisés permettent l'affichage et la reconstruction de l'image ainsi que la lecture et l'écriture des données sous différents formats. Un module d'abstraction matérielle rend la communication avec l'appareil de TIE transparente pour l'utilisateur. Hormis ce dernier module, qui

doit être reprogrammé pour fonctionner avec le système TIE4-USB-i, tous les autres modules peuvent être réutilisés sans modification.

Les différentes interactions entre les trois modules composant le système de TIE sont illustrées à la figure 2.1. Le PC communique avec le MSD via un port USB. Le protocole USB est décodé à l'aide d'un microprocesseur spécialisé et est ensuite converti en message de format *adresse & donnée* composé d'un mot définissant l'adresse du périphérique et d'un autre contenant les données à y inscrire. Le fonctionnement du protocole USB est expliqué dans un mémoire de maîtrise Robitaille (2000). Le MSD quant à lui communique avec le MEA par un ensemble de signaux analogiques et numériques selon un protocole de communication propre aux systèmes de TIE développés à l'IGB.

### 2.1.1 Module de synthèse et de démodulation (MSD)

Nous présentons dans cette section une description du MSD utilisé dans le système TIE4-USB. Cette description permettra de mieux expliquer comment l'intégration de la majorité des composants de ce module en un réseau de portes programmables a été réalisée; cette intégration constituant l'essentiel de ce projet de maîtrise.



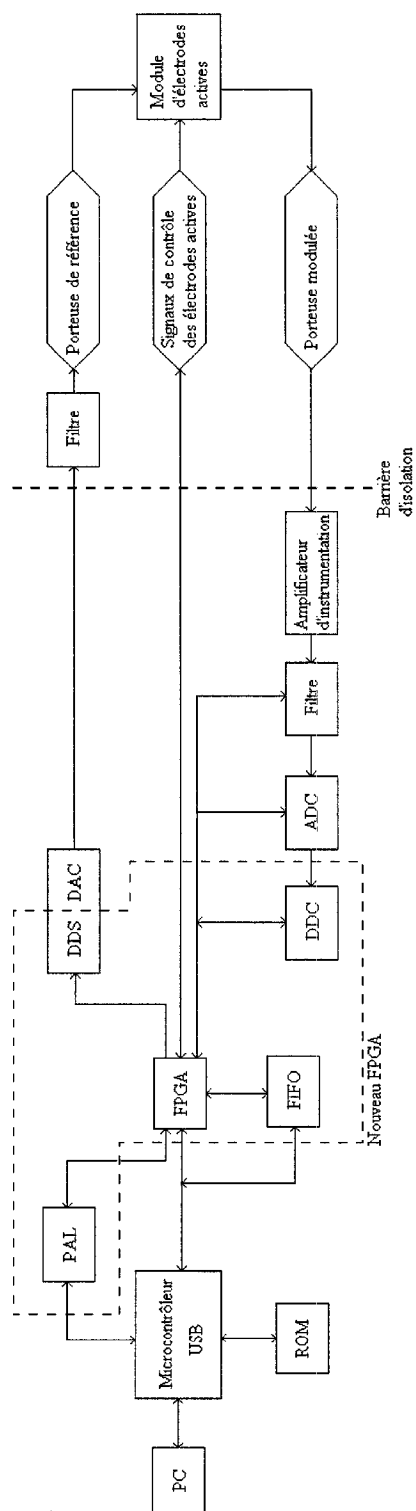


Figure 2.3: Architecture du MSD du système TIE4-USB

Le schéma bloc du MSD est présenté à la figure 2.3 alors qu’une vue interne du module de synthèse et démodulation du système TIE4-USB est présentée à la figure 2.4. Les instructions sont générées par le PC et transmises au MSD en utilisant le protocole USB. Les instructions sont reçues par un microcontrôleur dans lequel le protocole USB a été implanté (⑦, fig. 2.4). Ce dernier transforme les instructions en format *adresse & données*. La mémoire de type ROM (⑧, fig. 2.4) reliée au microcontrôleur sert à le programmer lors de la mise sous tension. Les instructions traduites par le microcontrôleur sont ensuite acheminées au FPGA (⑥, fig. 2.4). Dans le système TIE4-USB, le FPGA sert principalement de base de registres pour mémoriser les différents paramètres de fonctionnement du système. Son deuxième rôle est de synchroniser l’interaction des différents composants spécialisés du système. Ces derniers forment deux chaînes de traitement de signaux: le synthétiseur de la porteuse et le démodulateur du signal capté par les électrodes actives.

La chaîne servant à la synthèse de la porteuse de référence est constituée de deux composants: un DDS (②, fig. 2.4) et un filtre passe-bas (①, fig. 2.4). Le DDS synthétise numériquement une sinusoïde de fréquence, phase, et amplitude données. Il convertit ensuite ce signal numérique en signal analogique. À cette étape du traitement, la porteuse est un sinus composé de plateaux. Le filtre passe-bas sert à lisser le signal en éliminant les hautes fréquences dues aux variations brusques de tension entre les plateaux. La fréquence de coupure de ce filtre ainsi que son gain sont fixés à l’aide de cavaliers (*jumpers*).

Avant d’être transmise au MEA, la porteuse de référence franchit une barrière d’isolation. Cette barrière d’isolation est un mécanisme de protection pour le patient en cas de défectuosité du système. Les signaux analogiques (la porteuse de

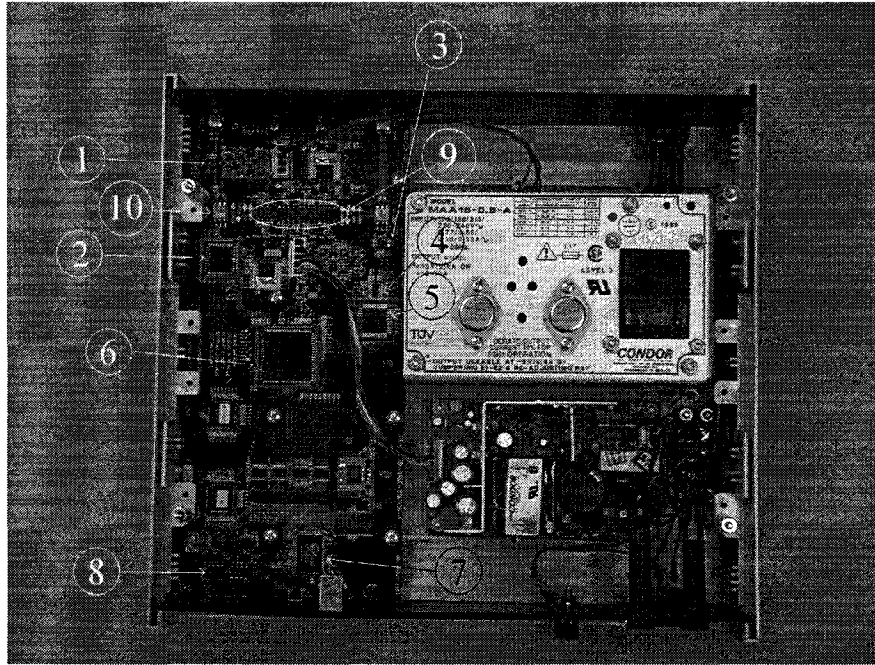


Figure 2.4: Vue interne du système TIE4-USB. Le module de synthèse et démodulation est le circuit imprimé à gauche du boîtier. ①-Filtre passe-bas, ②-DDS, ③-Amplificateur d'instrumentation, ④-CAN, ⑤-DDC, ⑥-FPGA, ⑦-Microcontrôleur USB, ⑧-ROM, ⑨-Opto-isolateurs, ⑩-Transformateur d'isolation

référence et la porteuse retournée par le MEA) passent à travers des transformateurs d'isolation (⑩, fig. 2.4) alors que les signaux numériques servant au contrôle du MEA (SYNC, RST, SCANCLK, DSCOUT) sont isolés à l'aide d'opto-isolateurs (⑨, fig. 2.4). Tous les composants situés du côté isolé (côté patient) sont alimentés par un bloc d'alimentation répondant à des normes de qualité (en terme de courant de fuite, tension de claquage, etc.) propres aux équipements à usage médical.

La chaîne servant à la démodulation du signal retourné par le MEA se compose de quatre composants: un amplificateur d'instrumentation (③, fig. 2.4), un filtre passe-bas, un convertisseur analogue-numérique (④, fig. 2.4) et un DDC (⑤, fig. 2.4). Après avoir franchi la barrière d'isolation, le signal retourné par le MEA est

acheminé à un amplificateur d'instrumentation. Les tensions mesurées aux bornes des électrodes actives sont en effet très faibles puisque l'amplitude du courant appliqué au corps du patient n'est que de 4 mA crête-à-crête. En plus d'amplifier ce signal, un amplificateur d'instrumentation rejette fortement la composante commune à ses deux entrées. On élimine ainsi, une partie du bruit superposé au signal utile. La sortie de l'amplificateur d'instrumentation est connectée à un filtre passe-bas dont la fréquence de coupure et le gain sont programmables. En limitant la bande passante, ce filtre contribue lui aussi à réduire le niveau de bruit présent dans le signal. Le signal est ensuite numérisé par le CAN dont la sortie est reliée au DDC. Le DDC effectue la démodulation en tant que tel. Il s'agit d'une démodulation cohérente (voir section 1.2.3.2). Le filtre passe-bas implanté dans le DDC, en plus de sa fonction de filtrage, effectue aussi une décimation. En effet, comme la démodulation synchrone centre le signal autour de la fréquence 0 Hz, la bande passante se trouve réduite. Si le signal sortant du filtre passe-bas avait la même fréquence d'échantillonnage que celle du convertisseur analogue-numérique, il serait alors suréchantillonné. La décimation permet de réduire le nombre de données à traiter en ne prenant qu'un échantillon sur  $N$  ( $N$  est programmable) de la sortie du filtre. Le choix du facteur de décimation  $N$  doit évidemment être fait en respectant le critère de Nyquist.

## 2.2 Conception du système TIE4-USB-i

La conception du nouveau système comportait trois étapes principales: 1) définir l'architecture globale, 2) concevoir le nouveau FPGA, 3) adapter les circuits externes au FPGA pour qu'ils puissent fonctionner avec ce dernier.

### 2.2.1 Architecture

La principale modification apportée au système TIE4-USB est l'intégration dans un FPGA des différents composants responsables du traitement numérique des données. Le système TIE4-USB actuel utilise déjà un FPGA pour des fonctions de synchronisation. Comme la capacité de ce type de FPGA est insuffisante pour réaliser les nouvelles fonctions souhaitées, une autre famille de FPGA a donc été choisie. Notre choix s'est porté sur un FPGA de la famille Virtex 2 de Xilinx (XC2V3000 - BF957). En plus d'une très grande capacité de portes logiques (jusqu'à 8 millions de blocs de logique combinatoire - CLB), les composants de cette famille ont des multiplicateurs intégrés qui facilitent la réalisation d'unités de traitement numérique de signaux. L'architecture du nouveau module de synthèse de démodulation est illustrée à la figure 2.5. Afin de faciliter la description des composantes internes à ce FPGA, nous utiliserons désormais le sigle TIE4-USB-*i* pour désigner le système de TIE réalisé avec ce nouveau MSD. Le suffixe *i* indiquant la version intégrée du MSD.

La figure 2.6 montre l'organisation interne du nouveau FPGA. On voit que le DDS, le DDC et le FIFO, qui étaient des composants discrets dans le système TIE4-USB, font maintenant partie du FPGA. Les modules CIC et FIR, étaient précédemment intégrés au DDC discret. Il a été décidé de séparer ces différents modules pour être en mesure d'en modifier un sans affecter les autres.

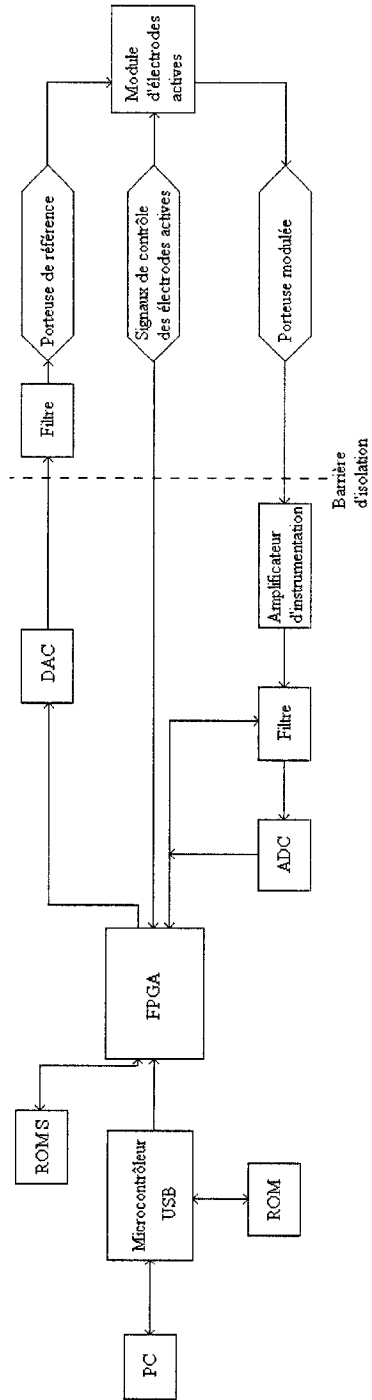


Figure 2.5: Architecture du MSD du nouveau système TIE4-USB-i

Les instructions sont acheminées au FPGA dans un format *adresses & données*. Celles-ci sont relayées à la base de registres. Cette dernière contient les différents paramètres de fonctionnement du système. Chacun des blocs fonctionnels du FPGA possède des registres qui leurs sont propres.

Tel que vu précédemment, le DDS génère la sinusoïde qui sert de porteuse de référence. Le signal synthétisé est exporté du FPGA vers le convertisseur numérique-analogique.

Le DDC implanté dans le FPGA du système TIE4-USB-i diffère de celui qui était utilisé dans le système TIE4-USB. En effet, comme l'ancien DDC a été scindé en plusieurs modules, le nouveau DDC consiste en un seul module qui multiplie les échantillons numérisés du signal entrant par deux sinusoïdes en quadrature. Les sorties des multiplicateurs sont chacune connectées à un filtre de type *cascaded integrator comb* (CIC). Le fonctionnement d'un tel filtre sera expliqué plus loin. Ces filtres, en plus de retirer la composante au double de la fréquence de la porteuse, effectuent une décimation des échantillons. Leur sortie est connectée à un filtre FIR passe-bas. Ces filtres améliorent la réponse en fréquence de la chaîne de démodulation. Finalement, les données sont acheminées vers un FIFO en attendant d'être lues par le micro-contrôleur USB.

Des circuits logiques synchronisent l'action de chacun des blocs opérationnels. Ainsi, il est impossible de changer la fréquence du DDC sans changer celle du DDS par la même occasion (et vice versa) à moins de désactiver ce contrôle. Similairement, le signal SCANCLK de contrôle du MEA peut être généré automatiquement si le circuit de logique de contrôle correspondant est activé. Une liste plus complète des

registres est fournie à la section 2.2.1.5.

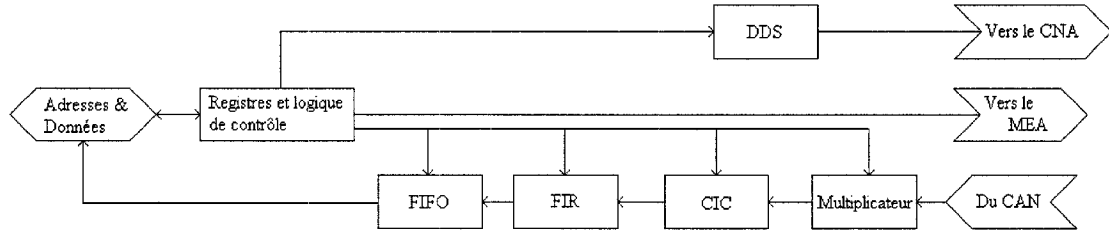


Figure 2.6: Architecture du FPGA du système TIE4-USB-i

Chaque bloc fonctionnel du nouveau FPGA sera maintenant décrit plus en détail.

### 2.2.1.1 Générateur de porteuse

La porteuse de référence est générée par un circuit appelé *direct digital synthesizer* (DDS). Le DDS qui a été intégré dans le FPGA synthétise un signal numérique représentant les échantillons d'un sinus. Ces échantillons sont ensuite transmis à un convertisseur numérique-analogique (CNA) qui les transforme en une tension variant dans le temps. Un DDS permet de générer une onde sinusoïdale dont la fréquence et la phase peuvent être ajustées avec une très grande précision et, dans le cas de la fréquence, sur une très grande plage. De plus, le signal généré conserve un synchronisme absolu avec une horloge maîtresse qui est utilisée ailleurs dans le système de TIE, notamment par les démodulateurs. Ce synchronisme de phase est essentiel au bon fonctionnement d'un système de TIE. Le schéma bloc d'un DDS est illustré à la figure 2.7.

Le DDS est composé de trois parties: des registres contenant des incréments de fréquence et de phase, un accumulateur de phase et une table de référence (*look-up table*). L'accumulateur de phase est un compteur à incrément variable. Un cycle



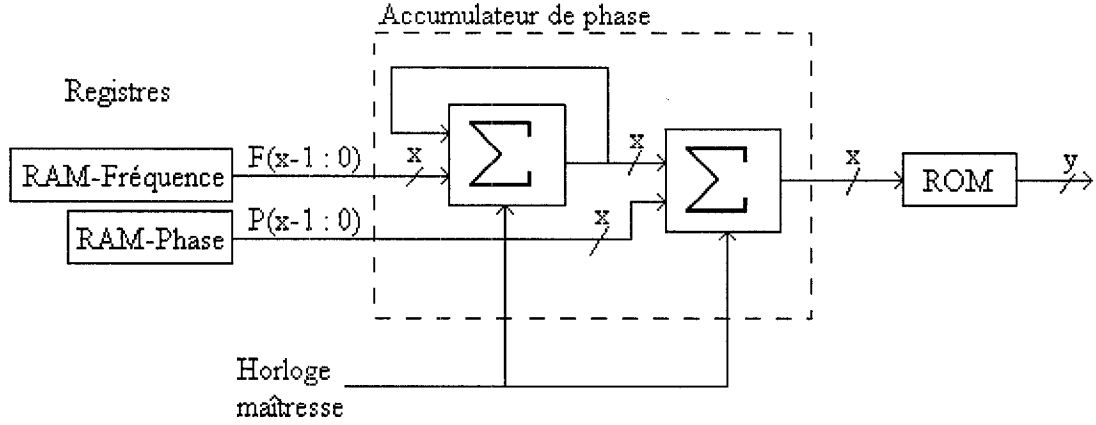


Figure 2.7: Structure du DDS

complet de l'accumulateur correspond à une période du signal à générer. En variant l'incrément ajouté à chaque période de l'horloge maîtresse, on peut ajuster la fréquence de la sinusoïde produite. Un déphasage peut être ajouté en additionnant une constante à la sortie du compteur. La sortie de l'accumulateur de phase correspond à la valeur à laquelle la sinusoïde doit être évaluée (i.e. la valeur minimale de l'accumulateur de phase correspond à la phase 0 et sa valeur maximale, à  $2\pi$ ). Cette valeur est acheminée à une mémoire morte (ROM). Chacune des adresses de cette mémoire contient la valeur numérique de la sinusoïde évaluée à une valeur donnée. À la sortie de la ROM, on retrouve donc la sinusoïde numérisée.

La fréquence du signal peut être évaluée à partir de l'équation suivante:

$$f = f_{horloge} \frac{F(x-1:0)}{2^x - 1} \quad (2.1)$$

avec  $F(x-1:0)$  étant l'incrément de l'accumulateur de phase (voir figure 2.7)

La résolution fréquentielle d'un DDS dépend de la fréquence de l'horloge maîtresse et du nombre de bits ( $x$ ) de l'accumulateur selon la relation suivante:

$$\Delta f = \frac{f_{horloge}}{2^x} \quad (2.2)$$

La phase du signal synthétisé est obtenue avec la relation suivante:

$$p = 2\pi \frac{P(x-1:0)}{2^x - 1} \quad (2.3)$$

avec  $p$  étant la phase en radians et  $P(x-1:0)$  étant la constante ajoutée à la sortie de l'accumulateur de phase (voir figure 2.7)

On évalue la pureté spectrale de la sinusoïde synthétisée en mesurant le *Spurious Free Dynamic Range* (SFDR). Ce paramètre est défini comme l'écart en dB entre l'amplitude de la composante de fréquence  $f$  (définie par l'équation 2.1) et l'amplitude de la composante spectrale non désirée la plus forte.

Le DDS qui a été réalisé pour le système TIE4-USB-i a un accumulateur de phase de 25 bits et un bus de sortie ( $y$ , voir figure 2.7) de 16 bits. Comme une ROM possédant 25 bits d'adresse nécessiterait énormément de ressources du FPGA, on tronque la sortie de l'accumulateur de phase pour réduire le nombre de bits d'adresse de la ROM. Avec une horloge maîtresse de 24 MHz on obtient une résolution fréquentielle de 715.25 mHz et une résolution de phase de  $3.835 \times 10^{-4}$  rad. Pour

améliorer le SFDR du signal synthétisé, un dispositif supplémentaire a été introduit. Il s'agit d'un agitateur de phase qui vise à réduire l'erreur due à la troncature de l'adresse à la sortie de l'accumulateur de phase. Les bits les moins significatifs à la sortie de l'accumulateur sont remplacés par une séquence aléatoire. Cette méthode permet d'ajouter environ 12 dB au SFDR Logicore (2001a). Le DDS ainsi obtenu a un SFDR de 108 dB.

### 2.2.1.2 Démodulateur

L'information relative à l'impédance des tissus se retrouve dans l'amplitude et la phase d'une porteuse (de même fréquence que la porteuse de référence) qui est retournée par le module d'électrodes actives. Ce signal, que nous appellerons *porteuse AM*, est numérisé par un convertisseur analogique-numérique (CAN) et les données produites par le CAN sont envoyées à un second circuit qui a été intégré dans le nouveau FPGA (figure 2.8).

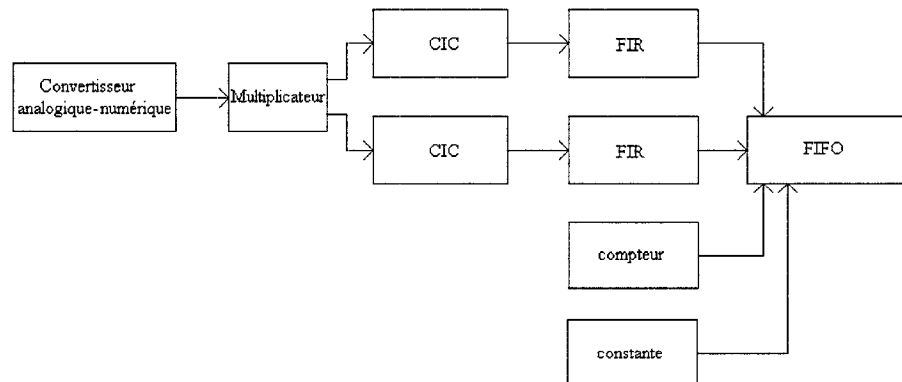


Figure 2.8: Circuit de démodulation du système TIE4-USB-i

Ce circuit, un *Digital Down Converter* (DDC), effectue une démodulation cohéren-

te de la porteuse AM. Le principe de la démodulation cohérente a été présenté à la section 1.2.3. La première étape de la démodulation consiste à multiplier le signal entrant par une sinusoïde de même fréquence que la porteuse et en phase avec celle-ci. Parallèlement, le signal est aussi multiplié par une sinusoïde de même fréquence mais déphasée de  $90^\circ$ . On obtient ainsi deux signaux contenant l'information en phase et en quadrature (i.e. les parties réelles et imaginaires des impédances mesurées par les 4 électrodes utilisées à un instant donné). Cependant, ces signaux contiennent à la fois l'information centrée autour de 0 Hz et autour du double de la fréquence de la porteuse. Pour éliminer le contenu indésirable aux hautes fréquences, il est nécessaire de filtrer ces signaux. Cette opération est réalisée par deux filtres passe-bas numériques en cascade dont les caractéristiques sont décrites aux sections suivantes.

### 2.2.1.3 Filtre de décimation

Le filtre de décimation remplit deux fonctions: il agit comme filtre passe-bas et réduit le débit de données provenant des multiplicateurs. Le filtre de décimation utilisé est un *cascaded integrator-comb* (CIC), aussi appelé filtre de Hogenauer. Ce type de filtre constitue une alternative économique aux filtres de décimation FIR car il ne nécessite pas de multiplicateur et utilise peu d'espace mémoire Hogenauer (1981).

Les filtres CIC sont composés de deux type d'éléments en cascade: les intégrateurs et les peignes. Chaque élément de type intégrateur a la fonction de transfert discrète suivante:

$$H(z) = \frac{1}{1 - z^{-1}} \quad (2.4)$$

Le deuxième type d'élément, le peigne, a quant à lui la fonction de transfert discrète suivante:

$$H(z) = 1 - z^{-RM} \quad (2.5)$$

Ces éléments sont représentés à la figure 2.9.

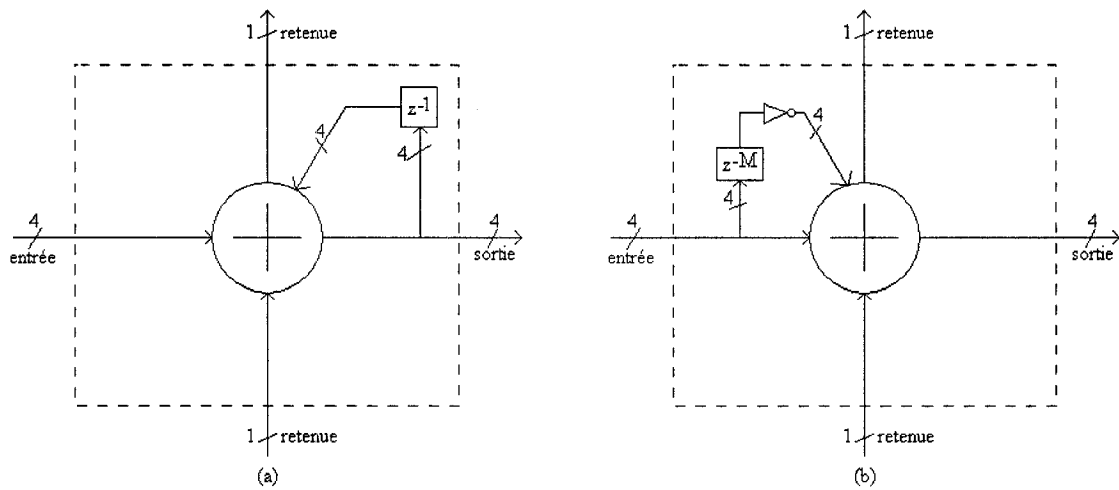


Figure 2.9: Schéma des éléments d'un CIC (a) Intégrateur de 4 bits (b) Peigne de 4 bits. Les chiffres indiquent la largeur du bus de données. Adapté de Hogenauer(1981)

Le facteur  $M$  indique le délai introduit par le peigne. Un filtre CIC contient une partie composée uniquement d'intégrateurs, et une, de peignes. Ces deux parties sont séparées par un échantillonneur bloqueur qui fixe le ratio de changement de fréquence appelé taux de décimation. Lorsque les intégrateurs précèdent les peignes, la fréquence est diminuée et on est en présence d'un filtre de décimation. Dans le cas contraire, la fréquence est augmentée et on a un filtre d'interpolation. La structure d'un filtre de décimation opérant sur des mots de 16 bits est montrée à la figure 2.10.

La fonction de transfert discrète du filtre CIC est la suivante:

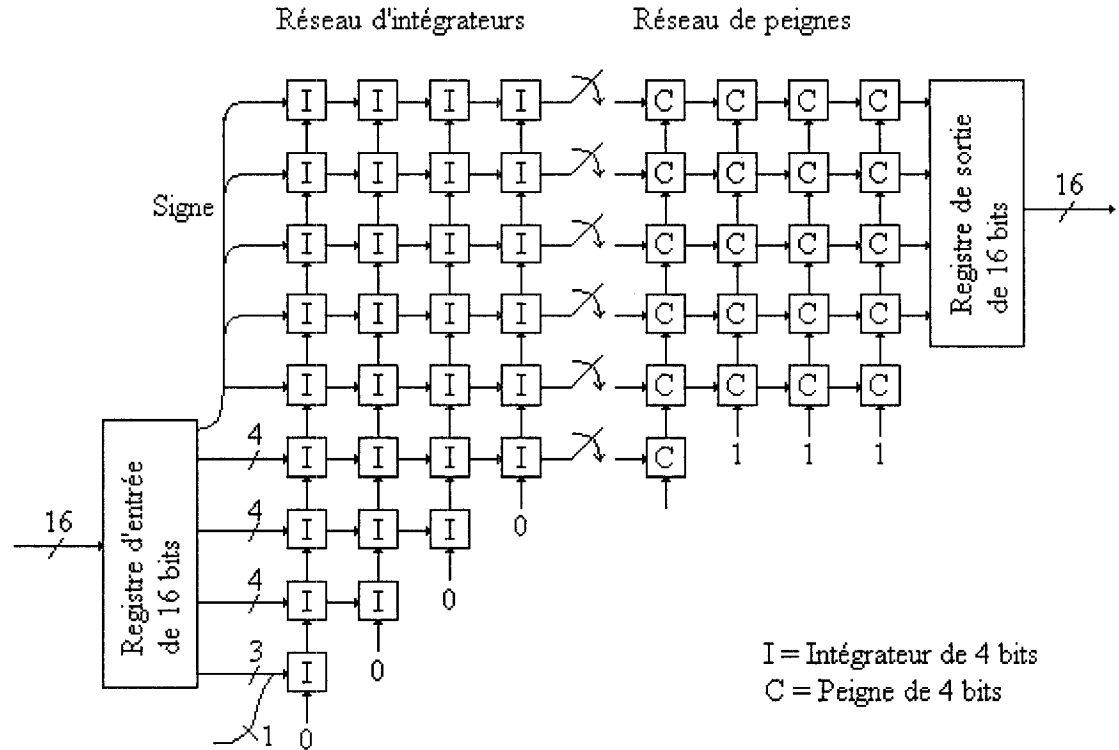


Figure 2.10: Structure d'un filtre de décimation CIC (N=4, M=1, R=25)  
Adapté de Hogenauer(1981)

$$H(z) = \frac{(1 - z^{-RM})^N}{(1 - z^{-1})^N} \quad (2.6)$$

où N désigne le nombre d'étages de peignes et d'intégrateurs et R le ratio de changement de fréquence. Les figures 2.11 et 2.12 montrent respectivement l'impact du taux de décimation et du nombre d'étages sur la réponse en fréquence du filtre CIC.

Dans le système TIE4-USB, le filtre CIC implanté dans le DDC est composé de 5 étages (N=5) et ses peignes introduisent un délai unitaire (M=1). Afin d'accentuer la caractéristique passe-bas, le filtre CIC employé dans le nouveau système possède 8 étages et conserve un délai unitaire. La différence qu'engendre ce changement

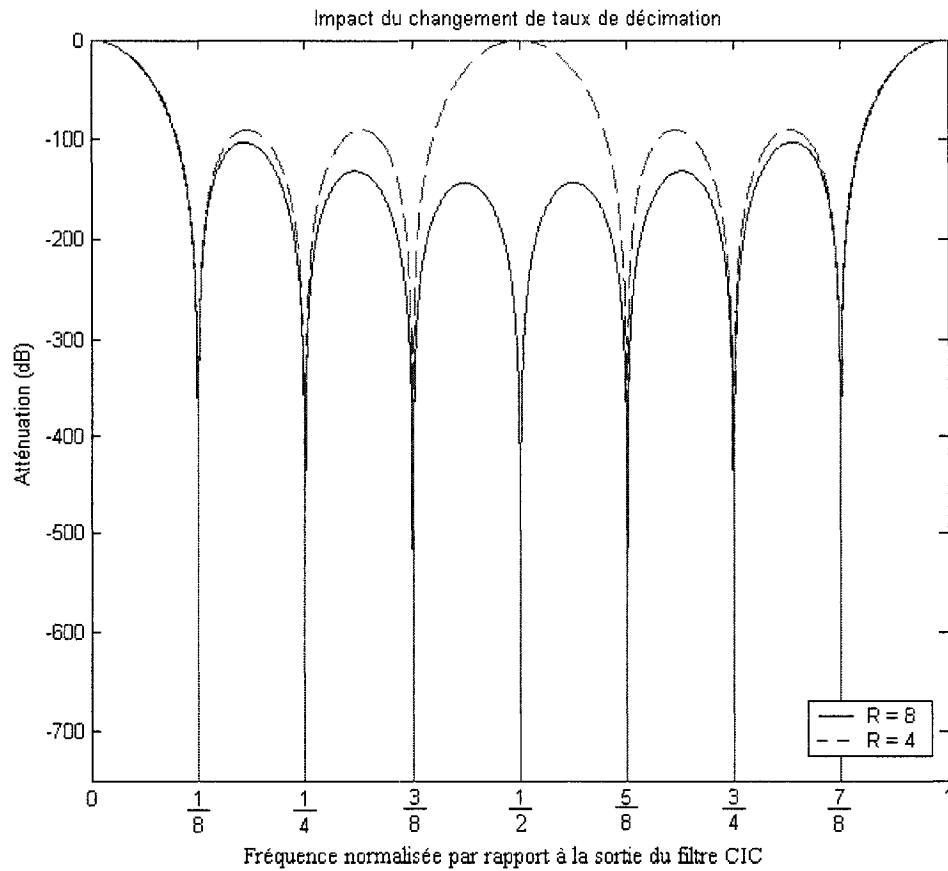


Figure 2.11: Impact du taux de décimation ( $R$ ) sur la réponse en fréquence d'un filtre CIC

est illustrée à la figure 2.12. On y constate que la fréquence de coupure à -3 dB, en fréquence normalisée, passe de  $0.0256f_s$  à  $0.0203f_s$ . Pour une fréquence d'échantillonnage de 1 MHz, ça signifie une variation de 5.3 kHz de la bande passante. On note également que le nombre d'échantillons éliminés n'est pas affecté par le nombre d'étages. Inversement, une variation du taux de décimation (figure 2.11) affectera le nombre d'échantillons à la sortie mais pas la fréquence de coupure.

Lors de l'implantation du filtre, il a fallu tenir compte d'autres considérations. En effet, le gain du filtre CIC varie en fonction du nombre d'étages et du taux de

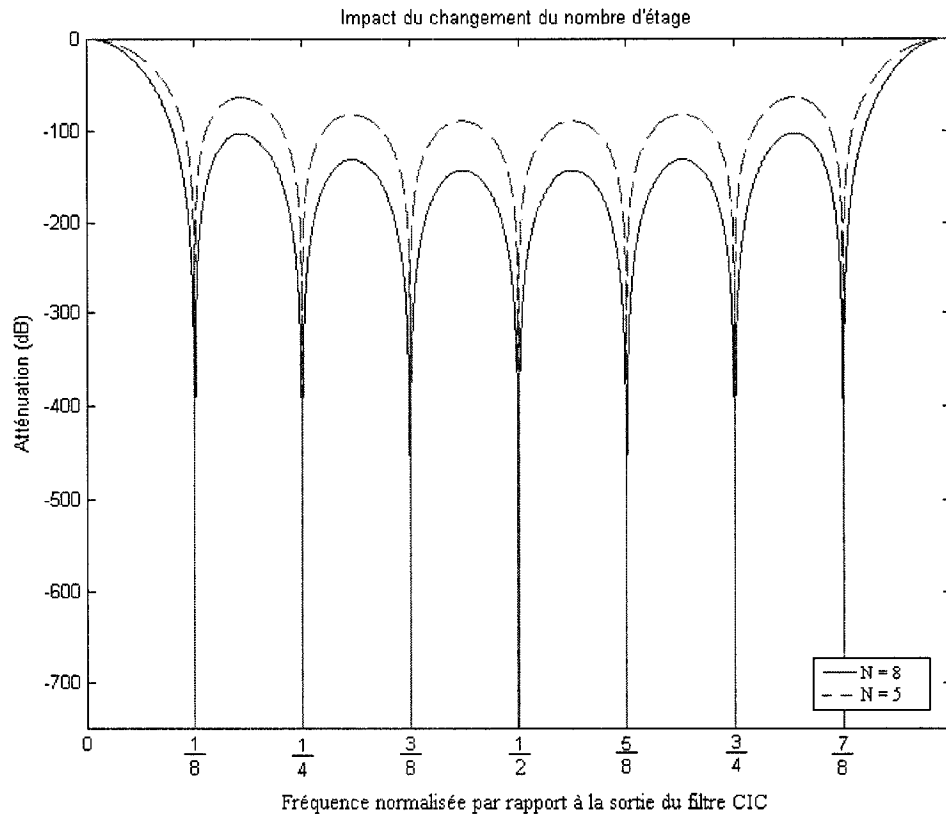


Figure 2.12: Impact du nombre d'étages ( $N$ ) sur la réponse en fréquence d'un filtre CIC

décimation. Dans le cas actuel, le nombre d'étages est fixe mais le taux de décimation est variable. Une normalisation est donc indispensable pour obtenir un gain constant quel que soit le taux de décimation. Le facteur par lequel il faut multiplier la sortie du filtre pour normaliser la réponse est donné par:

$$\text{Gain} = \frac{R^N}{2^{\text{CEIL}(N \log_2(R))}} \quad (2.7)$$

L'opérateur CEIL (*ceiling*) signifie que la valeur doit être arrondie à l'entier supérieur. Le taux de décimation affecte également la position des bits de données dans le bus de sortie. Une opération de décalage ("*bit shifting*") est donc requise



pour positionner les bits correctement sur le bus de sortie du filtre CIC. Le décalage à effectuer est de  $D$  bits vers la gauche avec :

$$D = \text{CEIL}(N \log_2(R)) \quad (2.8)$$

Pour améliorer le rejet des composantes spectrales indésirables à la sortie du DDC, un second filtre, celui-ci de type FIR, a été ajouté après le CIC. Les données à la sortie du CIC sont donc acheminées vers le filtre FIR.

#### 2.2.1.4 Filtre FIR

La deuxième étape de filtrage est effectuée par un filtre à réponse impulsionnelle finie (FIR). Ce type de filtre numérique utilise les échantillons du signal d'entrée passés et présents pour évaluer la sortie du filtre. Des éléments de mémoire sont donc nécessaires. La structure générale d'un filtre FIR est montrée à la figure 2.13. Chaque bloc  $z^{-1}$  est un élément de mémoire retenant un échantillon passé du signal d'entrée du filtre. Les contributions des échantillons du signal d'entrée sont pondérées par les coefficients  $a_1, a_2, \dots, a_x$ . La valeur à la sortie du filtre est obtenue en additionnant chacune de ces valeurs pondérées.

Dans le système TIE4-USB, le filtre FIR incorporé au DDC utilisait 121 coefficients de 22 bits. Ce sont ces mêmes coefficients qui sont utilisés dans le filtre FIR du système TIE4-USB-i. La réponse en fréquence de ce filtre est présentée à la figure 2.14. Cette même réponse en fréquence est montrée à la figure 2.15, mais cette fois-ci, l'amplitude est exprimée en V/V. Ce changement d'échelle permet de faire ressortir le dépassement présent avant la fréquence de coupure. Celui-ci permet une

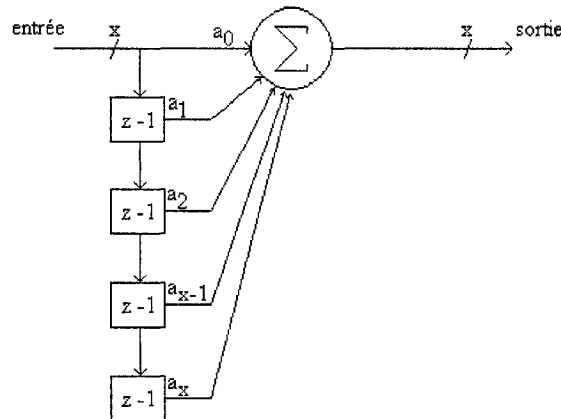


Figure 2.13: Structure d'un filtre numérique de type FIR

meilleure réponse en fréquence du système lorsque le filtre FIR est combiné au filtre CIC. En effet le gain associé au dépassement annule l'atténuation présente juste avant d'atteindre la fréquence de coupure du CIC. La réponse en fréquence totale est donc plus stable dans sa bande passante.

L'effet conjugué des deux filtres passe-bas (CIC et FIR) est présenté à la figure 2.16. On remarque que la réponse du filtre FIR se répète 16 fois entre les fréquences réduites 0 et 1. Ce phénomène est dû à la décimation effectuée par le filtre CIC. Dans ce cas-ci, le taux de décimation étant de 16, la fréquence d'échantillonnage perçue par le filtre FIR est 16 fois plus lente que celle vue par le filtre CIC. Tel que mentionné plus haut, les filtres FIR des systèmes TIE4-USB et TIE4-USB-i sont identiques.

#### 2.2.1.5 Registres et logique de contrôle

La plupart des paramètres qui déterminent le fonctionnement des modules du FPGA sont conservés dans des registres internes au FPGA. L'écriture dans certains registres permet de modifier le fonctionnement du système de TIE. Il est ainsi possible de

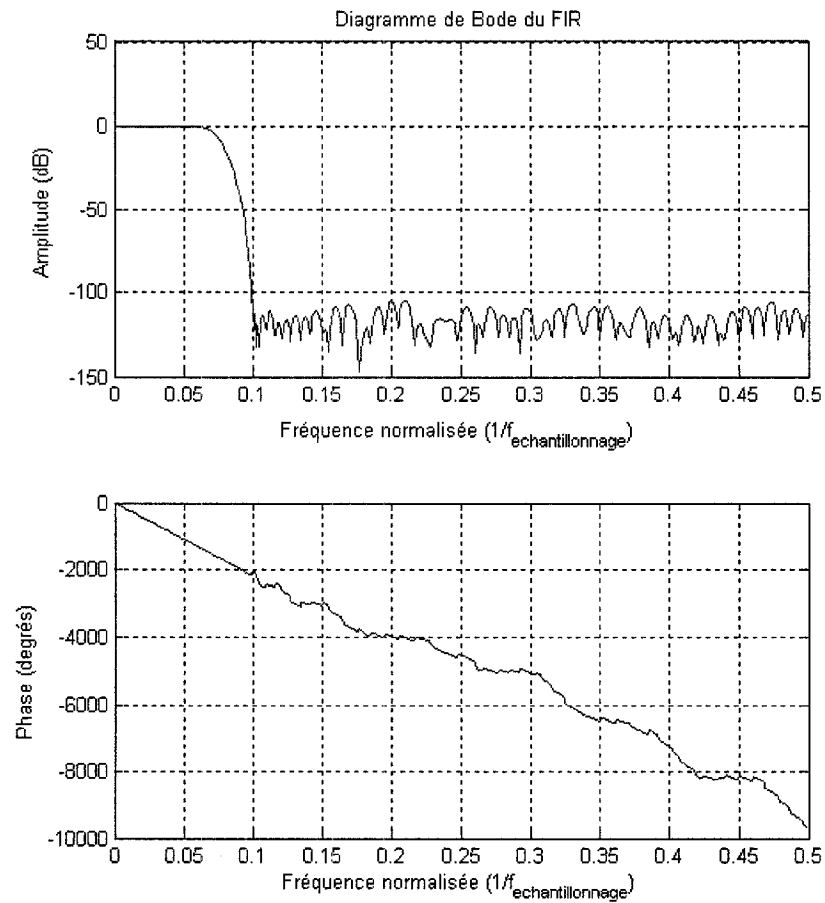


Figure 2.14: Diagrammes de Bode des filtres FIR des systèmes TIE4-USB et TIE4-USB-i. Noter la linéarité de la phase dans la bande passante du filtre (0 à 0.01 en fréquence normalisée)

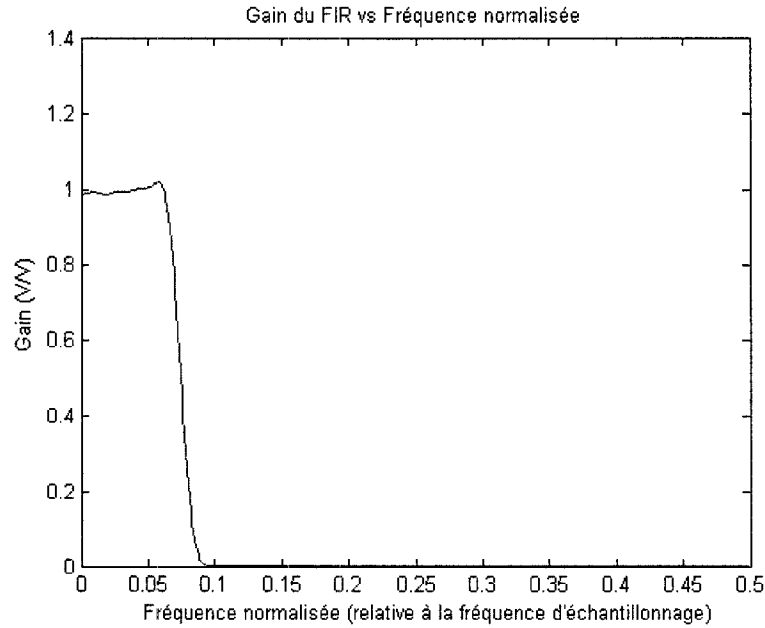


Figure 2.15: Réponse en fréquence du filtre FIR

modifier la fréquence et la phase du DDS et du DDC en cours d'utilisation. Pour éviter de désynchroniser les porteuses servant à la modulation et à la démodulation, toute commande envoyée au DDS est également transmise au DDC et vice versa. Il est possible de briser le lien entre les registres du DDS et du DDC en écrivant un code particulier dans un registre de contrôle. Les signaux de contrôle du module d'électrodes actives sont également modifiés par le contenu de certains registres internes au FPGA. Une liste exhaustive des registres internes du FPGA est présentée au tableau 2.1

Quelques registres servent aussi à répertorier les erreurs lors du traitement du signal. Ainsi, si une écriture dans un FIFO est tentée alors que ce dernier est plein, une erreur est enregistrée. Une erreur est également enregistrée si une lecture est tentée alors que le FIFO est vide.

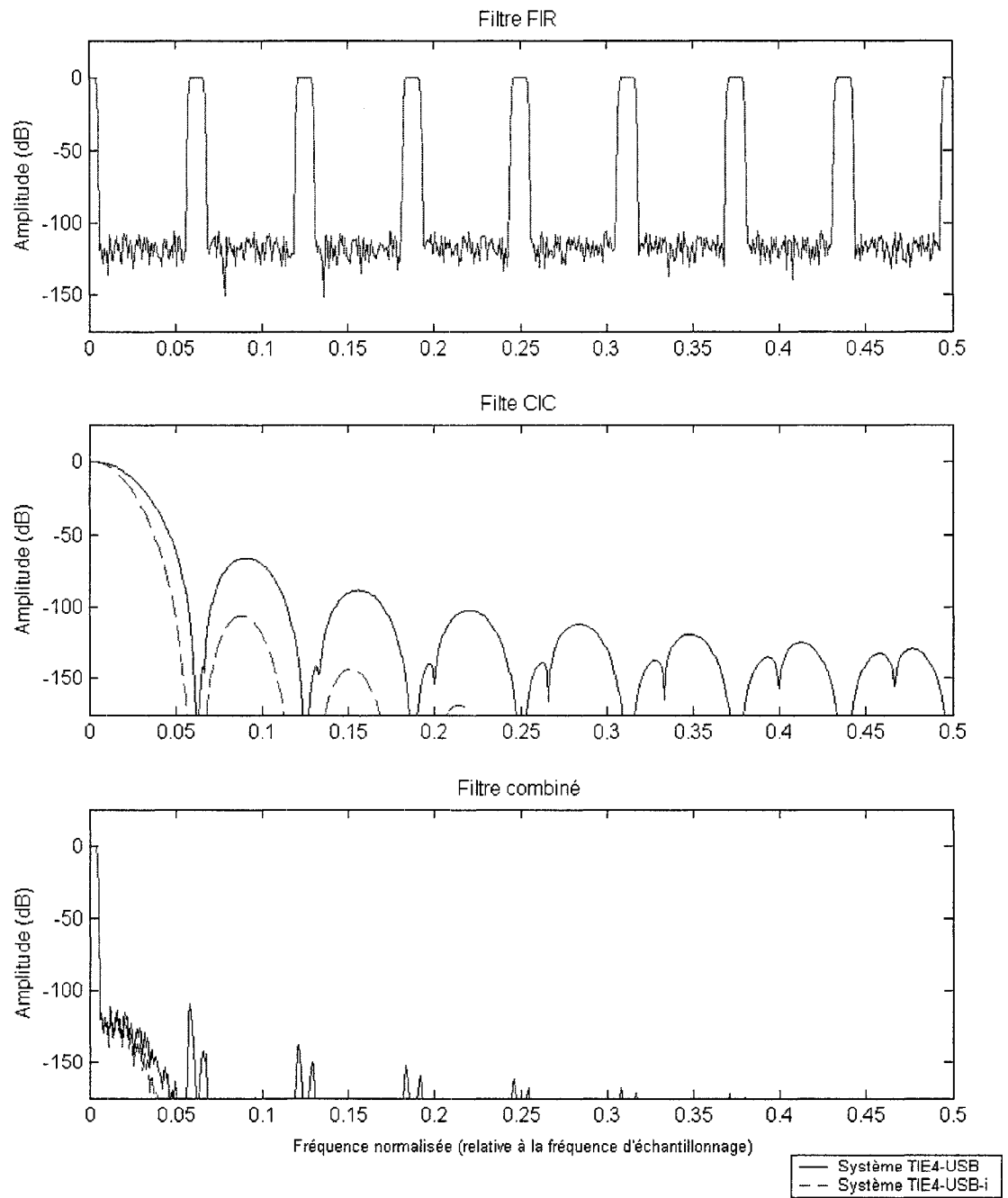


Figure 2.16: Réponse en fréquence de la chaîne de démodulation du système TIE4-USB et du système TIE4-USB-i

### 2.2.1.6 FIFO

Dans le système TIE4-USB, un FIFO réalisé avec une puce spécialisée servait à mémoriser les données de la composante en phase, et celles de la composante en quadrature de l'impédance mesurée. Ce FIFO a été intégré au nouveau FPGA. Il enregistre des mots de 8 bits et a une capacité de 4096 mots. Chaque écriture se fait selon un ordre pré-établi. Pour chaque écriture, 7 octets sont enregistrés. Les deux premiers donnent la mesure résultant de la démodulation en phase avec la porteuse de référence. Les deux octets suivants donnent la mesure résultant de la démodulation en quadrature avec la porteuse de référence. L'octet suivant indique le numéro de la trame en cours. Il est suivi d'un octet marquant le numéro de la mesure actuelle. Ces deux derniers octets permettent d'identifier la configuration actuelle des électrodes du MEA. Le dernier octet enregistré est une constante marquant la fin de la mesure.

Lorsqu'il récupère les données, le microcontrôleur USB effectue toujours un multiple de 7 lectures pour obtenir des données complètes. Ce processus permet d'éviter le traitement de mesures incomplètes.

### 2.2.1.7 Contrôle du MEA

Le lien entre le module de synthèse et démodulation et le module d'électrodes actives se fait par quatre signaux numériques: SYNC, SCANCLK, RST, et DSCOUT. Les signaux SYNC, SCANCLK, et RST sont générés par le MSD et sont acheminés à chaque microcontrôleur du MEA. Ces microcontrôleurs sont montés en guirlande (*daisy chain*); c'est-à-dire que le DSCOUT de chacun d'entre eux est relié à l'entrée

Tableau 2.1: Table des registres du FPGA dans le système TIE4-USB-i

Registre	Fonction
Verrouillage DDS & DDC	Active-Désactive le lien entre les commandes envoyées au DDS et celles envoyées au DDC.
Facteur multiplicatif (DDS)	Fixe l'amplitude de la porteuse de référence.
Période de sommeil ( <i>sleep period</i> )	Fixe le nombre de données à rejeter à la sortie du DDC à la suite d'un changement de mesure.
Nombre de données par SCANCLK ( <i>data per scanclk</i> )	Fixe le nombre de données à enregistrer avant de générer une pulsation sur le signal SCANCLK.
Délai sur le SCAN-CLK	Fixe le nombre de coups d'horloge à sauter avant le déclenchement de la pulsation sur le signal SCANCLK.
Largeur du SCAN-CLK	Fixe la durée de la pulsation sur le signal SCANCK en coups d'horloge.
Fréquence du DDS	Fixe la fréquence du DDS.
Phase du DDS	Fixe la phase du DDS.
MEA RST	Fixe la valeur du signal de contrôle RST.
MEA SYNC	Fixe la valeur du signal de contrôle SYNC.
MEA SCANCLK	Fixe la valeur du signal de contrôle SCANCLK.
MEA SCANCLK automatique	Active-Désactive la génération automatique du signal SCANCLK.
Filtre Gain	Fixe le gain du filtre qui précède le CAN dans la chaîne de démodulation.
Filtre Fréquence	Fixe la fréquence du filtre qui précède le CAN dans la chaîne de démodulation.
Fréquence du DDC	Fixe la fréquence du DDC.
Phase du DDC	Fixe la phase du DDC.
Taux de décimation	Fixe le taux de décimation du CIC.
Erreur de FIFO	Signale une tentative d'écriture dans un FIFO plein ou de lecture dans un FIFO vide.
Coefficient du FIR	Fixe les coefficients du filtre FIR.
Désactive le FIR	Permet d'enregistrer les données directement à la sortie du CIC.

DSCIN du microcontrôleur suivant. Les seules exceptions sont le premier et le dernier microcontrôleur. Dans le cas du premier microcontrôleur, son entrée DSCIN est reliée à une résistance de rappel vers l'alimentation (*pull-up*). Le DSCOUT du dernier microcontrôleur est quant à lui acheminé vers le MSD. Chaque microcontrôleur contrôle une électrode active.

Le fonctionnement du MEA se fait en quatre phases. Selon la phase en cours, le rôle de chaque signal est différent. La première phase est la phase de détection. Dans ce mode, lorsque le signal SYNC est abaissé, le signal DSCOUT bascule sur chaque front montant de SCANCLK jusqu'à ce que le signal SYNC passe à 1. On passe alors en mode de réception de commande (*command fetching*).

Dans ce mode, seuls les signaux SCANCLK et SYNC sont utilisés. Le signal SCANCLK sert d'horloge alors que les données sont transmises par le signal SYNC. Une fois la commande reçue, le MEA passe en mode d'exécution de commande (*command execution*).

Durant l'exécution de la commande, le signal DSCOUT est maintenu abaissé pour montrer que le MEA est occupé. Lorsque l'exécution est terminée, le signal DSCOUT passe à 1 et le MEA passe en mode retour d'état (*return status*).

Durant cette phase, le MEA transmet, s'il y a lieu, de l'information au MSD. Les données sont transmises en format sériel par la ligne DSCOUT. Le signal SCANCLK sert alors d'horloge. Le signal SYNC est maintenu à 1 durant la transmission. Lorsque la phase de retour d'état est complétée, le MEA retourne à la phase de réception de commande.



Il existe deux commandes dont le fonctionnement diffère du modèle présenté ci-dessus: l'énumération et l'acquisition. Lorsqu'une impulsion est envoyée sur le signal RST, le MEA passe en mode d'énumération. Il s'agit alors de déterminer le nombre total d'électrodes actives dans la guirlande et de permettre à celles-ci de se situer les unes par rapport aux autres. Initialement, le DSCOUT de chaque microcontrôleur est fixé à 0. Ainsi, les DSCINs de chaque microcontrôleur sont également à 0 à l'exception du premier microcontrôleur dont le DSCIN est fixé à 1 par la résistance de rappel. Le signal SYNC est également maintenu à 0. À chaque coup d'horloge (SCANCLK), le signal DSCOUT des microcontrôleurs prend la valeur du signal DSCIN à son entrée. Ainsi, le 1 fixé à l'entrée du premier microcontrôleur se propage de microcontrôleur en microcontrôleur, jusqu'au dernier. Lorsque le MSD détecte la transition sur le signal DSCOUT, il fait passer le signal SYNC à 1 pour marquer la fin du mode d'énumération. En comptant le nombre de coups d'horloge nécessaires à la propagation du 1 à travers tous les microcontrôleurs, le MSD connaît le nombre d'électrodes présentes dans la guirlande. De plus, en calculant le nombre de coups d'horloge entre le début du mode d'énumération et le moment où le 1 apparaît à son propre DSCIN, chaque microcontrôleur peut évaluer sa propre position.

La deuxième commande dont le fonctionnement diffère du modèle normal est l'acquisition des données. Dans ce mode, le signal DSCOUT sert à marquer le début d'une nouvelle trame et le signal SCANCLK indique le changement de configuration des électrodes pour passer à la mesure suivante. Le signal SYNC sert à sortir du mode acquisition pour retourner à la phase de réception de commande. Le signal RST sert uniquement à réinitialiser le MEA.

Les signaux RST, SYNC, et SCANCLK sont enregistrés dans trois registres du FPGA. Le signal RST ne peut être modifié que par une commande du PC. Le signal SYNC peut être modifié de la même manière mais peut aussi être contrôlé directement par le microcontrôleur USB. En effet, quelques fonctions concernant le MEA ont été directement implantées dans ce dernier pour réduire le nombre de transferts par le port USB et les délais qu'ils engendrent. Le signal SCANCLK, en plus de pouvoir être contrôlé de la même façon que le signal SYNC, peut être contrôlé directement par le FPGA. Lorsque ce mode est activé, une pulsation est générée sur le signal SCANCLK lorsqu'un certain nombre de mesures ont été enregistrées pour une configuration d'électrodes donnée. Cette pulsation permet de changer de configuration d'électrodes et ainsi passer à la mesure suivante.

### **2.2.2 Programmation du FPGA**

Le FPGA utilisé dans le nouveau système est un Virtex II de la compagnie Xilinx. La mémoire interne de ce FPGA est volatile, ce qui veut dire que le programme qui définit les interconnexions des blocs logiques est perdu lorsque l'alimentation est coupée. Il faut donc reprogrammer le FPGA chaque fois que le système est mis sous tension. Plusieurs approches ont été envisagées pour effectuer la ré-initialisation du FPGA.

D'emblée, il a été écarté de programmer le FPGA directement à partir du PC via le port USB. En effet, le nombre de données à transférer étant très important (entre 10 et 30 Mbits), la période d'initialisation du système serait beaucoup trop longue (plus de 2.5 sec). Une mémoire morte doit donc être présente pour permettre la re-programmation du FPGA sans passer par le port USB. Dans les solutions

envisagées, deux types de mémoire ont été considérés: une mémoire de type Flash et un EPROM fabriqué par la compagnie Xilinx, spécialement conçu pour leur FPGA.

Les EPROMs de Xilinx sont spécialisés pour la programmation des FPGA de cette compagnie. Leur capacité est limitée, et dans la plupart des applications, il est nécessaire d'en mettre plusieurs en série. Le principal inconvénient de ce type de mémoire morte est qu'elle n'est programmable que par un port JTAG. Différentes solutions ont été envisagées pour utiliser ce composant: 1) l'émulation du protocole JTAG par le microprocesseur USB, 2) l'utilisation d'une puce spécialisée pour la communication JTAG, et 3) renoncer à la possibilité de reprogrammer la mémoire en cours d'utilisation du système. Dans ce dernier cas, la reprogrammation se ferait par un programmeur universel externe. Les EPROMs devraient alors être retirés de la carte lorsqu'une modification au code du FPGA est nécessaire. Il est à noter que cette solution comporte tout de même un avantage: un changement accidentel du code par l'utilisateur est impossible. Les différentes solutions utilisant les EPROM de Xilinx sont illustrées aux figures 2.17, 2.18, et 2.19.

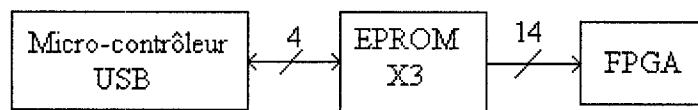


Figure 2.17: Utilisation du EPROM de Xilinx avec émulation du protocole JTAG par le microcontrôleur

La mémoire de type Flash est une mémoire non volatile à accès aléatoire. Contrairement au EPROM de Xilinx, la mémoire Flash n'est pas conçue spécifiquement pour la programmation des FPGA. Il faut donc y ajouter des circuits qui génèrent les adresses et les signaux de contrôle de la programmation. Les méthodes utilisant

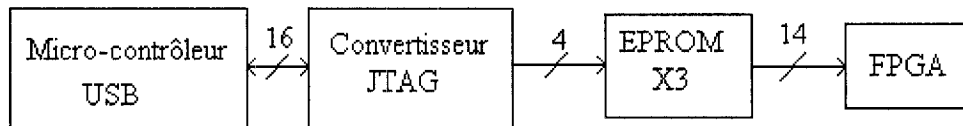


Figure 2.18: Utilisation du EPROM de Xilinx avec convertisseur JTAG spécialisé

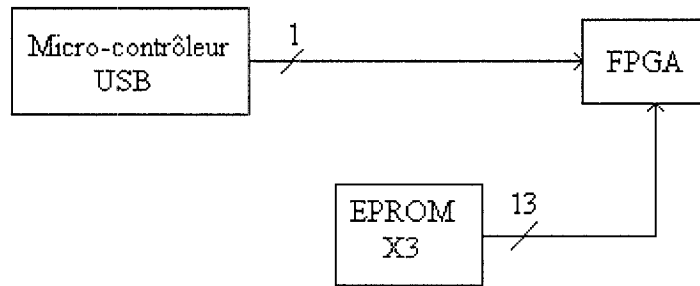


Figure 2.19: Utilisation du EPROM de Xilinx sans reprogrammabilité en cours d'utilisation

la mémoire Flash diffèrent par la façon dont les adresses et signaux de contrôle sont générés. Ces derniers sont de deux types: les signaux qui contrôlent la mémoire Flash, et ceux qui gèrent la programmation du FPGA. Les différentes solutions envisagées utilisant une mémoire de type Flash sont présentées sous la forme de schéma-blocs aux figures 2.20, 2.21, et 2.22. Comme le balayage des adresses se fait de façon linéaire, des compteurs peuvent être employés (figure 2.20). Il est aussi possible d'utiliser des registres dans lesquels le microcontrôleur USB écrit l'adresse du mot à accéder, puis génère les bits de contrôle pour le lire et le transférer au FPGA (figure 2.21). Enfin, un CPLD (Complex Programmable Logic Device) peut-être employé pour générer tous les signaux de contrôle selon un ordre pré-établi (figure 2.22).

Le tableau 2.2 résume les avantages et les inconvénients des diverses solutions envisagées.

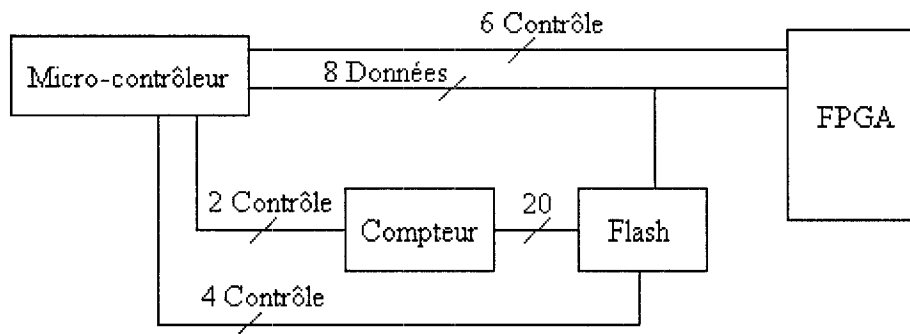


Figure 2.20: Utilisation d'une mémoire Flash avec compteur

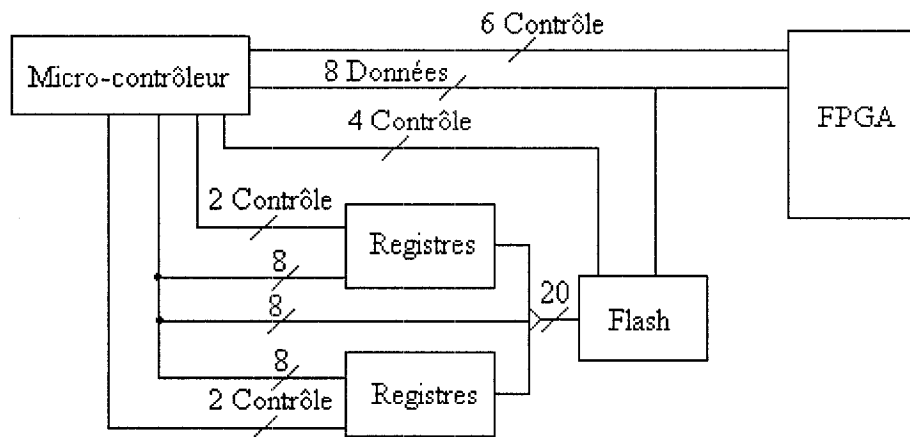


Figure 2.21: Utilisation d'une mémoire Flash avec bascules

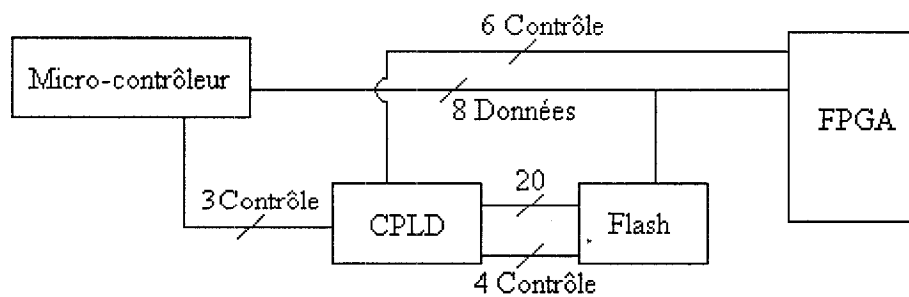


Figure 2.22: Utilisation d'une mémoire Flash avec un CPLD

Tableau 2.2: Avantages et inconvénients de chaque méthode de programmation

Méthode	Avantages	Inconvénients
PROM de Xilinx + émulation JTAG par le microcontrôleur USB	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Utilise peu de I/O du microcontrôleur</li> <li>• Permet une reprogrammation du FPGA en cours d'utilisation du système de TIE</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Possibilité d'une reprogrammation accidentelle</li> <li>• Nécessite l'émulation du protocole JTAG</li> <li>• Requiert de 3 à 8 EPROMs</li> </ul>
PROM de Xilinx + convertisseur JTAG spécialisé	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Évite d'avoir à émuler le protocole JTAG</li> <li>• Permet une reprogrammation du FPGA en cours d'utilisation du système de TIE</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Utilise à peu près la moitié des I/O restantes du microcontrôleur USB</li> <li>• Possibilité d'une reprogrammation accidentelle</li> <li>• Requiert de 3 à 8 EPROMs</li> </ul>
PROM de Xilinx sans reprogrammation en cours d'utilisation	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Sécurité du code du FPGA</li> <li>• Nécessite peu de composants additionnels</li> <li>• Simplicité d'utilisation</li> <li>• Peu de changements au circuit imprimé dû au nombre de I/O supplémentaires du microcontrôleur USB</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Pas de reprogrammabilité du FPGA en cours d'utilisation du système de TIE</li> <li>• Requiert de 3 à 8 EPROMs</li> <li>• On doit retirer les EPROMs de la carte lors de chaque modification du code du FPGA</li> </ul>

Méthode	Avantages	Inconvénients
Flash + compteurs	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Nombre total de composants peu important</li> <li>• Simplicité d'utilisation</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Utilise environ la moitié des I/O restantes</li> <li>• Il est impossible d'accéder à une adresse particulière de la mémoire pour effectuer une modification mineure</li> <li>• Possibilité d'une reprogrammation accidentelle</li> </ul>
Flash + bascules	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Nombre total de composants peu important</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Utilise plus de la moitié des I/O restantes</li> <li>• Nécessite 3 écritures pour chaque adresse</li> <li>• Possibilité d'une reprogrammation accidentelle</li> </ul>
Flash + CPLD	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Utilise peu des I/O restantes</li> <li>• Simplicité d'utilisation</li> <li>• Nombre total de composants très faible</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Possibilité d'une reprogrammation accidentelle</li> </ul>

Il a finalement été décidé que l'utilisation de EPROMs de Xilinx sans possibilité de reprogrammation en cours d'utilisation du système de TIE était le choix le plus judicieux. Plusieurs raisons ont motivé ce choix. Premièrement, dans une perspective de développement, la reprogrammabilité en cours d'utilisation n'est pas essentielle puisqu'un programmeur universel est disponible. De plus, comme les EPROMs de Xilinx sont conçus pour programmer des FPGAs, les chances de rencontrer des problèmes sont moindres. Finalement, en écartant la possibilité de reprogrammation accidentelle du FPGA par l'utilisateur, la sécurité du patient est renforcée.

### **2.2.3 Choix des convertisseurs A/N et N/A**

Les applications biomédicales de la TIE nécessitent une instrumentation très performante. La précision des mesures est déterminée, en partie, par les caractéristiques des convertisseurs analogique à numérique (CAN) et numérique à analogique (CNA). Le choix de ces convertisseurs a donc un impact majeur sur la qualité des images de TIE qui seront reconstruites.

#### **2.2.3.1 Convertisseur analogique-numérique**

Plusieurs facteurs ont été considérés pour choisir le CAN. Le premier est évidemment le nombre de bits servant à l'encodage de la valeur numérique. Dans le système TIE4-USB, 14 bits étaient utilisés pour effectuer la conversion. Le système TIE4-USB-i, comme son prédécesseur, est un système sériel. Les données sont donc acheminées à un démodulateur unique par un système de multiplexage qui fait varier les électrodes aux bornes desquelles la tension est mesurée. Un des effets de cette architecture sur le



signal à démoduler est d'introduire des changements brusques dans le signal acheminé à la chaîne de démodulation. Ces changements étant riches en hautes fréquences, le spectre du signal à démoduler s'en trouve grandement élargi. De plus, lorsque la vitesse d'acquisition est augmentée, les transitions surviennent plus fréquemment, élargissant encore plus le spectre du signal. Selon le critère de Nyquist, pour qu'un signal puisse être reconstruit sans perte, il doit être échantillonné au moins au double de sa fréquence maximale. Comme cette fréquence varie en fonction de la vitesse d'acquisition, le CAN devra posséder un taux de conversion élevé. Dans le système TIE4-USB, le CAN opérait à une fréquence de 800 kHz. On fixe donc cette valeur comme minimum pour le nouveau CAN. Une autre caractéristique importante est le temps de transition (*aperture time*). Il s'agit du temps que prend le CAN pour échantillonner le signal analogique présent à son entrée avant d'en entreprendre la conversion. Si ce temps est trop long, la conversion s'effectue sur la moyenne de la valeur évaluée à l'entrée durant son échantillonnage. Finalement, comme le signal à convertir est bipolaire, la plage dynamique du CAN doit également aller d'une tension négative à une tension positive.

Pour différencier les CANs qui répondaient à ces spécifications, plusieurs autres facteurs ont été considérés. Comme le CAN est connecté au FPGA, il est préférable qu'il possède des entrées / sorties fonctionnant à une tension de 3.3 V pour éviter d'avoir un étage de conversion des niveaux logiques. En ce qui concerne la précision de la conversion, la non-linéarité intégrale (INL) permet d'évaluer la déviation de chaque code par rapport à sa réponse théorique. La non-linéarité différentielle (DNL) évalue quant à elle la différence de tension pour passer d'un code à l'autre. Le nombre de codes manquants exprime le nombre de codes qui ne peuvent être atteints à la sortie quelle que soit l'entrée. Finalement, pour atteindre de hautes vitesses

d'opération, certains CAN divisent les tâches de conversion en plusieurs sous-tâches dont l'accomplissement est moins long. Cependant plusieurs coups d'horloge sont nécessaires pour obtenir la conversion. Cette architecture se nomme *pipeline* et le nombre de coups d'horloge nécessaires pour l'accomplissement de la conversion se nomme *latence*. Notre choix final s'est porté vers un CAN de la compagnie Linear Technology. Ce CAN peut opérer à des vitesses dépassant légèrement 2 MHz avec un temps de transition de 40 ns et une latence nulle. Du point de vue de la précision des conversions, il possède une INL de 2 LSB, une DNL de 1.75 LSB et toutes les valeurs utilisant les 13 MSB peuvent être obtenues. Cependant, les entrées / sorties numériques fonctionnent à une tension de 5 V. Un étage de conversion vers le 3.3 V a donc été ajouté pour assurer la communication avec le FPGA.

### 2.2.3.2 Convertisseur numérique-analogique

Dans le système TIE4-USB, le DAC est inclus dans la puce du DDS. Dans le système TIE4-USB-i, la synthèse de la porteuse est réalisée par le FPGA et il faut convertir la sortie du DDS en signal analogique. Le CNA intégré au DDS du système TIE4-USB avait une résolution de 10 bits et un taux de rafraîchissement maximal (*update rate*) de 3.2 MHz. Le CNA qui a été choisi pour le système TIE4-USB-i a une résolution de 16 bits et un taux de rafraîchissement de 50M échantillons/sec. La sortie analogique de ce CNA est bipolaire. Les entrées / sorties numériques fonctionnent en logique 3.3 V et peuvent donc être connectées directement au FPGA.

## 2.3 Discussion

Le système TIE4-USB a subi plusieurs modifications. La principale est bien sûr l'intégration de ses composants numériques dans un FPGA. Cette intégration se répercute sur chacun des blocs fonctionnels. La table 2.3 compare les principaux blocs fonctionnels des systèmes TIE4-USB et TIE4-USB-i.

Tableau 2.3: Comparaison des blocs fonctionnels des systèmes TIE4-USB et TIE4-USB-i

Module	TIE4-USB		TIE4-USB-i
FPGA	CLB	484	14336
	Multiplicateurs	non	oui
	Flip-Flop	1320	28672
	I/O	144	684
	RAM	non	3024Kbits
DDS	Accumulateur	32 bits	25 bits
	Fréquence ajustable	oui	oui
	Phase ajustable	oui	oui
	Taux de rafraîchissement	20 Mhz	24 Mhz
	I & Q	oui	oui
	DAC intégré	oui	non
	Résolution du DAC	10 bits	16 bits (non intégré au DDS)
	SFDR du signal généré	70 dB	108 dB
DDC	Résolution	16 bits	16 bits
	Fréquence ajustable	oui	oui
	Phase ajustable	oui	oui
FIFO	Capacité	8 x 4096	8 x 4096

Suite du tableau 2.3

Module		TIE4-USB	TIE4-USB-i
FIR	Nombre de coefficients	121	121
	Résolution des coefficients	22 bits	22 bits
	Coefficients reprogrammables	non	oui
CIC	Facteur de décimation	32 - 131072	8 - 16387
	Nombre d'étages (N)	5	8
	Délai (M)	1	1

## Chapitre 3

### Résultats

Alors que le chapitre précédent traitait du fonctionnement du système TIE4-USB et de la conception du système TIE4-USB-i, le présent chapitre présente les mesures qui ont été prises pour évaluer les performances respectives de ces deux systèmes. La première étape a été, bien sûr, de s'assurer du bon fonctionnement du système. La comparaison des systèmes s'est ensuite faite en se basant sur trois critères: la pureté de la porteuse générée, le rapport signal sur bruit (RSB) des données recueillies, et la précision de ces données. C'est dans cet ordre que les résultats seront présentés.

#### 3.1 Vérification du fonctionnement du système

La figure 3.1 montre une image reconstruite à l'aide du système TIE4-USB-i. Cette image provient d'une acquisition faite sur un fantôme résistif Gagnon (2003) simulant un milieu de conductivité homogène avec une inclusion conductrice. La trame de référence servant à créer l'image de changement de conductivité a été prise en utilisant le même fantôme sans l'inclusion conductrice. Une image de ce dernier est présentée

en encadré à la figure 3.1. Chacun des interrupteurs sert à court-circuiter une des résistances de précision (tolérance 0.1%), simulant ainsi une inclusion conductrice.

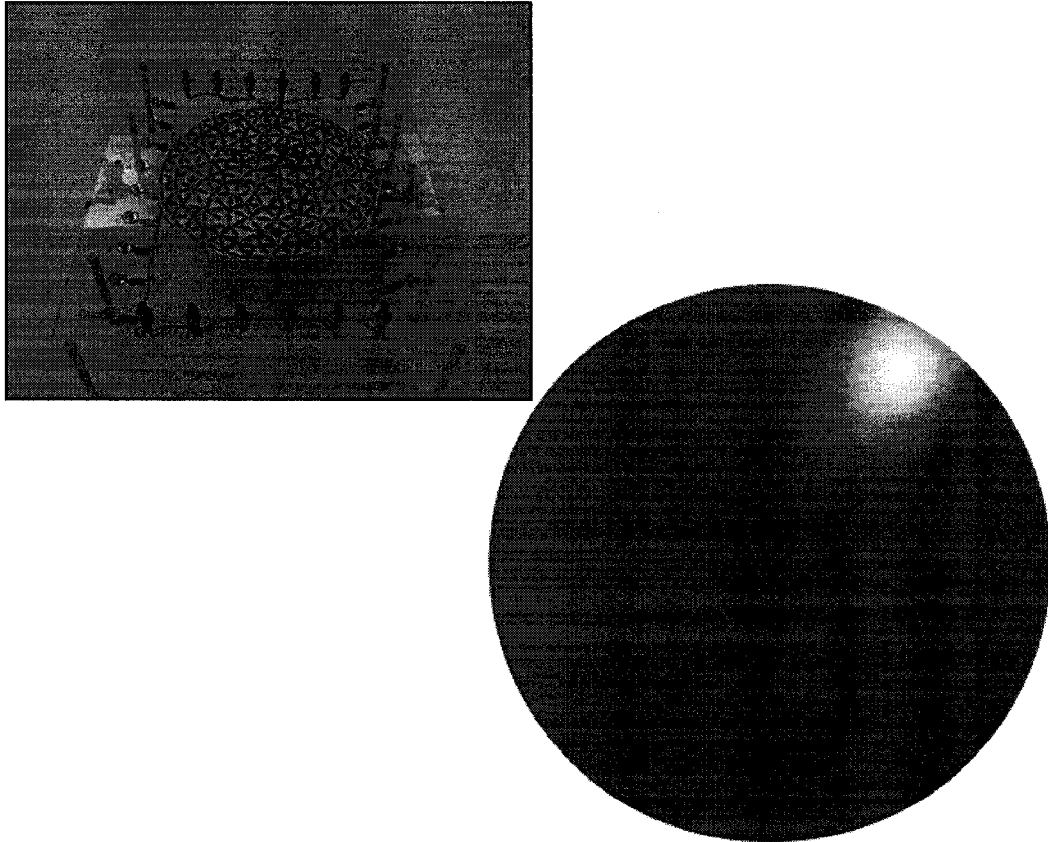


Figure 3.1: Image générée par le système TIE4-USB-i. Le milieu est caractérisé par une conductivité homogène et une inclusion conductrice y a été ajoutée. En encadré (haut à gauche), le fantôme résistif utilisé lors des acquisitions.

Cette image montre bien un milieu uniforme avec une tache indiquant la position de l'inclusion conductrice. Des essais ont démontré la reproductibilité des résultats obtenus. Il a aussi été vérifié que la position de l'inclusion sur l'image était cohérente avec la position à laquelle l'inclusion était simulée sur le fantôme. On peut donc considérer le système fonctionnel.

### 3.2 Pureté de la porteuse générée

La qualité des données recueillies par un système de TIE dépend, entre autres, de la qualité du signal appliqué au patient. Dans cette optique, il est intéressant d'évaluer la porteuse générée par chaque système de TIE. La qualité d'un signal sinusoïdal est généralement évaluée en mesurant la pureté spectrale de ce signal. Le paramètre exprimant le mieux la pureté d'un signal sinusoïdal est la plage dynamique exempte de parasite ou *SFDR* (voir section 2.2.1.1).

Pour chaque système, la SFDR a été évaluée à l'aide d'un oscilloscope numérique Tektronix TDS3000B. Ce genre d'oscilloscope permet d'effectuer la transformée de Fourier rapide (FFT) d'un signal présenté à une de ses entrées. L'écart entre la raie spectrale correspondant au signal désiré et la composante spectrale non désirée la plus grande a ensuite été mesurée visuellement. La table 3.1 montre les mesures obtenues pour les deux systèmes à différentes fréquences de porteuse. Ces fréquences sont limitées entre 20 kHz et 65 kHz. En effet, au dessus de 65 kHz, le filtre passe-bas situé à la sortie du MSD atténue grandement la porteuse générée. En dessous de 20 kHz, la distorsion engendrée par le transformateur d'isolation dégrade grandement la qualité du signal.

Selon ces mesures, la qualité des porteuses générées par les systèmes TIE4-USB et TIE4-USB-i est globalement équivalente bien qu'il semble y avoir un léger gain avec le système TIE4-USB-i. Pour s'en assurer, ces mesures devraient être recommencées en utilisant un analyseur spectral. Celui-ci permettrait d'évaluer le SFDR de façon plus précise.

Tableau 3.1: Mesure de la plage dynamique exempte de parasite (SFDR) pour les systèmes TIE4-USB et TIE4-USB-i

Fréquence (kHz)	SFDR TIE4-USB(dB)	SFDR TIE4-USB-i (dB)
20	45.8	49.4
25	51.2	51.4
30	52.6	55.0
35	53.4	54.4
40	52.8	53.4
45	51.4	54.4
50	55.6	54.2
55	51.4	54.4
60	52.8	54.4
65	54.2	53.8
Moyenne	52.1	53.5
Écart-type	2.6	1.7

### 3.3 Rapport signal sur bruit des données

Pour évaluer le rapport signal sur bruit (RSB), une acquisition de 1000 trames de 416 mesures est effectuée à l'aide du fantôme décrit plus haut. Pour chacune des mesures composant une trame, la moyenne et l'écart-type des valeurs saisies sont calculés. En utilisant la moyenne ( $\overline{m_i}$ ) de chacune des mesures, on forme une trame moyenne représentant le signal espéré. L'écart-type ( $\sigma_{m_i}$ ) sert quant à lui à représenter le bruit qui entache chaque mesure. Le RSB de chaque mesure est obtenu en appliquant la formule suivante:

$$\text{RSB}_i = 20 \log_{10} \left( \frac{\overline{m_i}}{\sigma_{m_i}} \right) \quad (3.1)$$

où  $m_i$  représente les 1000 échantillons de la  $i^{\text{ieme}}$  mesure composant une trame.

Si l'on veut obtenir le RSB qui caractérise les 1000 trames, il faut alors calculer la moyenne des RSB qui caractérisent chacune des mesures composant la trame



moyenne.

### 3.3.1 Saisie des données

Lors de la saisie des données, une dérive du SNR dans le temps a été observée. Cette dérive a été évaluée pour que, lors des acquisitions subséquentes, le RSB soit maximisé. Une acquisition de longue durée a été faite à partir d'un système initialement au repos (c'est-à-dire non alimenté). L'évolution du RSB calculé est montrée à la figure 3.2.

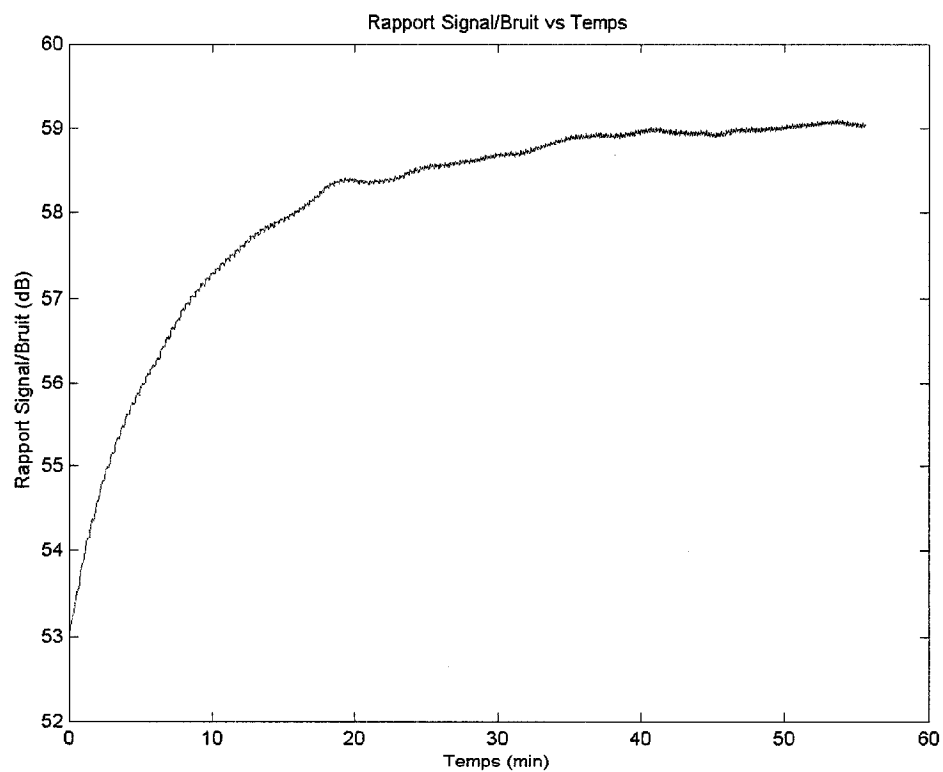


Figure 3.2: Évolution du RSB dans le temps pour un système initialement au repos

On remarque que pour maximiser le RSB, le système devrait être mis en fonc-

tion environ une heure avant d'entreprendre l'acquisition de données. Bien que les causes de cette dérive n'aient pas été évaluées formellement, une cause probable est l'augmentation de la température interne du système. En effet, lors de l'acquisition de longue durée, le boîtier de l'appareil était fermé et le système ne possédant aucun mécanisme de refroidissement, la température passe d'environ 22°C à 35°C.

### 3.3.2 Dépendance du RSB

La dépendance du RSB à différents paramètres du système a été évaluée. Les paramètres qui ont été explorés sont les suivants: la phase de la porteuse AM, la période de sommeil, et la cadence d'acquisition.

#### Phase de la porteuse

La figure 3.3 montre l'impact du déphasage entre la porteuse AM et la porteuse de référence sur le RSB. On remarque deux maximums espacés de 180 degrés. Cette variation du SNR en fonction du déphasage s'explique en observant la relation entre le changement de configuration des électrodes et la phase de la porteuse de référence. Le changement de configuration des électrodes (contrôlé par le signal *SCANCLK*) se fait à une fréquence fixe (voir plus bas, section *Fréquence d'opération*). Lors de ce changement, un bruit de transition est retourné au MSD. Une manière de réduire ce bruit de transition consiste à changer la configuration des électrodes lors d'un passage à zéro de la porteuse AM. En ajustant la phase de la porteuse de référence, on peut atteindre cette situation et ainsi réduire le niveau de bruit. Les deux maximums visibles dans la figure 3.3 correspondent aux phases où les changements de configurations coïncident avec le passage par zéro de la porteuse AM. Lors de prises de données, un

algorithme implanté dans MEMTA Gagnon (2003) permet la recherche automatique de la phase maximisant le RSB. Cet algorithme a été employé pour toutes les acquisitions subséquentes

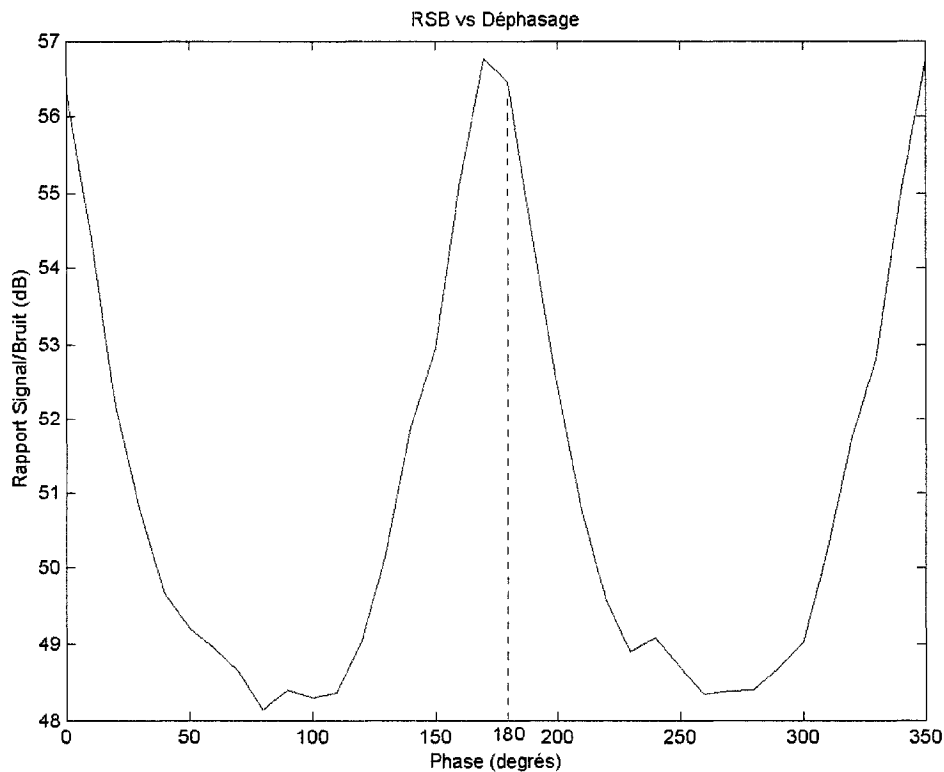


Figure 3.3: Impact du déphasage entre la porteuse de référence et la porteuse AM sur le RSB

### Période de sommeil

Le deuxième paramètre de fonctionnement du système qui a été exploré est le délai entre le changement de configuration des électrodes et la prise de données. Ce paramètre se nomme période de sommeil. Cette période de sommeil correspond au nombre d'échantillons à ignorer lors du début de chaque mesure. Ce délai permet au signal

présenté à l'entrée du MSD de passer du régime transitoire au régime permanent. La figure 3.4 illustre la relation entre la période de sommeil et le RSB à deux fréquences d'opération.

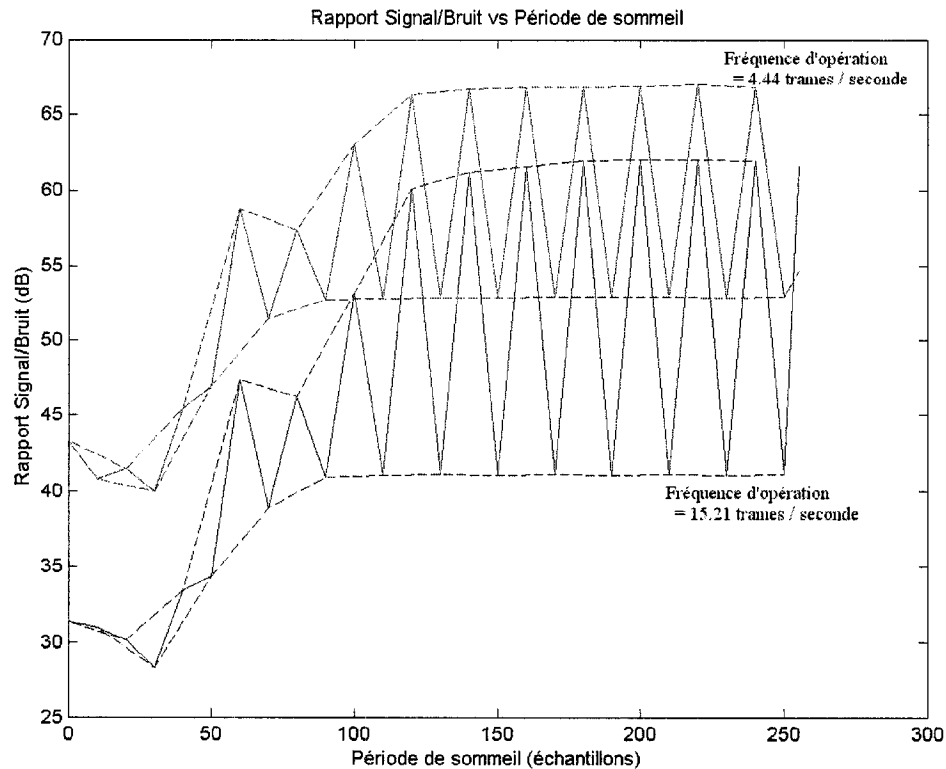


Figure 3.4: Relation entre la période de sommeil et le RSB pour deux fréquences d'opération

On remarque que les courbes obtenues pour chaque fréquence d'opération sont similaires. La différence d'amplitude est explicable par la différence de fréquence d'opération qui affecte le RSB. En effet, la courbe la plus élevée correspond à une fréquence d'opération environ quatre fois plus lente que celle de la courbe la plus basse. On remarque que, globalement, plus la période de sommeil est longue, plus le

rapport signal sur bruit est élevé. On remarque également une oscillation ayant une période de 20 échantillons superposée à la hausse du RSB. Cette oscillation s'explique par la position du module qui gère la période de sommeil dans le FPGA. Celui-ci se situe entre le multiplicateur et l'entrée du filtre CIC. À la sortie du multiplicateur, on a une constante à laquelle s'ajoute une sinusoïde dont la fréquence est le double de celle de la porteuse. Dans le cas présent, cette sinusoïde a une fréquence de 100 kHz puisque la porteuse est à 50 kHz. Puisque l'échantillonnage se fait à une fréquence de 2 MHz, 20 échantillons correspondent à un cycle de la sinusoïde de 100 kHz. Lorsque la période de sommeil est un multiple de 20 échantillons, la partie ignorée du signal vu par l'entrée du filtre CIC correspond à des cycles complets du signal provenant du multiplicateur. Dans le cas contraire, puisque la partie ignorée ne correspond pas à un cycle complet, des transitions brusques sont ajoutées à l'entrée du filtre CIC augmentant ainsi le niveau de bruit.

Pour maximiser le RSB sans trop affecter la cadence d'acquisition, la période de sommeil a été fixée à 120 échantillons lors des acquisitions subséquentes.

### Cadence d'acquisition

La cadence d'acquisition du système de TIE s'exprime en trames/secondes. Comme une trame est constituée de 208 mesures et que le changement de mesure est commandé par le signal *SCANCLK*, la fréquence d'opération est déterminée à l'aide de la formule suivante:

$$f_{op} = \frac{f_{Scanclk}}{208} \quad (3.2)$$

La fréquence du signal *SCANCLK* est aussi calculée facilement à l'aide de la formule:

$$f_{scanclk} = \frac{1}{\frac{PS+LPC \times FD}{f_{echantillonnage}}} \quad (3.3)$$

où PS représente la période de sommeil; LPC, le nombre de lectures par configuration; et FD, le facteur de décimation du CIC.

Dans le cas présent, le nombre de lectures par configuration est fixé à deux, la période de sommeil à 120 et la fréquence d'échantillonnage ( $f_{echantillonnage}$ ) à 2 MHz. La seule variable restante est le taux de décimation. Pour que le raisonnement expliqué dans la partie traitant de la phase de la porteuse AM (voir plus haut) soit valide, il est nécessaire que la fréquence de la porteuse soit un multiple de celle du *SCANCLK*. Ceci se produit lorsque le taux de décimation du CIC est un multiple de 20. Dans ces conditions, un nombre entier de cycles de porteuse s'écoule entre chaque montée du signal *SCANCLK*. Il est alors possible d'ajuster la phase pour que cette montée se fasse lors d'un passage à zéro. Pour investiguer cette hypothèse, une série d'acquisitions a été effectuée à des taux de décimation situés autour d'un multiple de 20 soit 198, 199, 200, 201 et 202. La figure 3.5 illustre l'effet d'un tel choix de taux de décimation.

Les deux courbes représentent le rapport signal sur bruit en fonction du taux de décimation. La courbe supérieure a été obtenue en maximisant le RSB en fonction du déphasage entre la porteuse de référence et la porteuse AM alors que la courbe inférieure a été obtenue en minimisant le RSB de la même manière. On remarque que

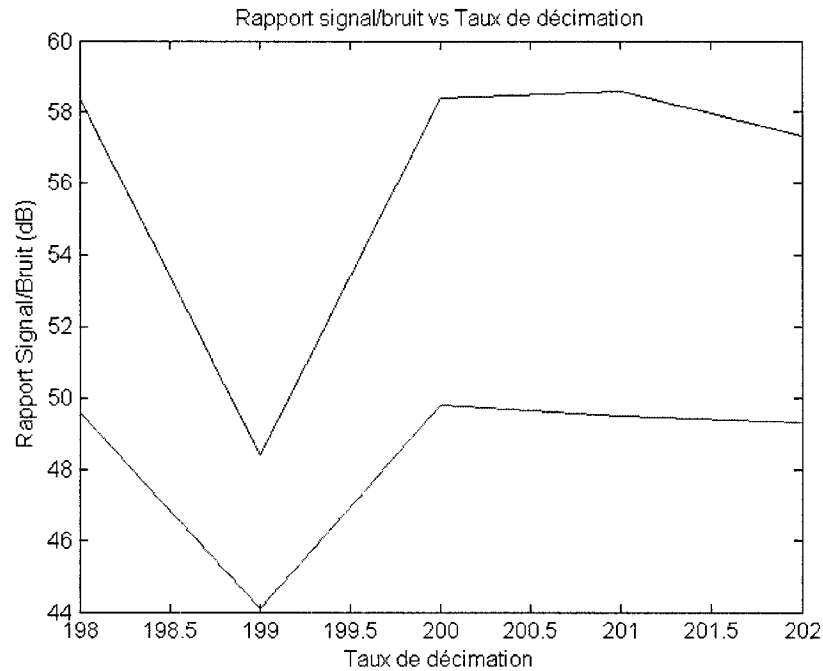


Figure 3.5: Effet d'un passage par un multiple de 20 du taux de décimation du CIC

l'hypothèse avancée quant au choix du taux de décimation ne semble pas fondée. En effet, bien qu'une relation soit observable entre le taux de décimation et le rapport signal sur bruit (voir figure 3.6), le choix de multiple de 20 comme taux de décimation ne semble pas particulièrement bénéfique du point de vue du rapport signal sur bruit. L'explication à ce phénomène n'a pas encore été trouvée. Comme le système n'est fonctionnel que depuis peu, il est possible que des imperfections n'aient pas encore été décelées.

### 3.3.3 Comparaison des systèmes

Pour comparer le système TIE4-USB-i avec le système TIE4-USB, une série d'acquisitions a été réalisée en variant la fréquence d'opération. La figure 3.6 montre le rapport signal sur bruit en fonction de la fréquence d'opération. La courbe la plus

élevée est obtenue avec le système TIE4-USB-i en fonctionnement normal. La courbe intermédiaire est obtenue à l'aide du système TIE4-USB. La dernière courbe est obtenue en employant le système TIE4-USB-i mais en désactivant le filtre FIR.

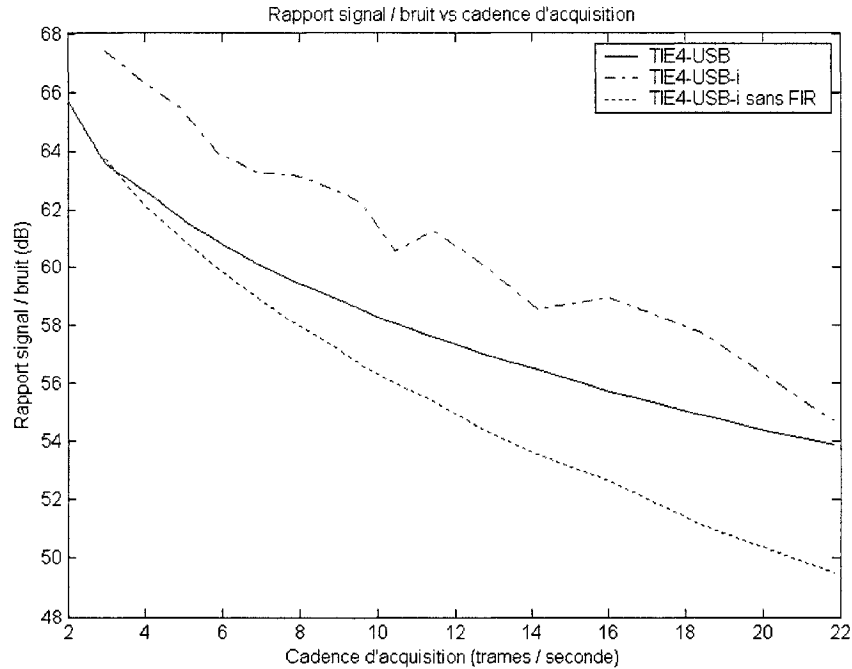


Figure 3.6: Rapport signal sur bruit en fonction de la fréquence d'opération pour le système TIE4-USB, le système TIE4-USB-i, et le système TIE4-USB-i avec le filtre FIR désactivé.

On remarque tout d'abord que la fréquence d'opération du système TIE4-USB va de 2 trames/s à 22 trames/s alors que pour le système TIE4-USB-i, cette plage s'étend de 3 à 22 trames/s. Cependant, en négligeant de choisir des taux de décimation qui sont des multiples de 20, il est alors possible d'atteindre une fréquence d'opération de 27 trames/s avec le système TIE4-USB-i. On remarque également que le système TIE4-USB-i, en fonctionnement normal, permet d'obtenir un rapport signal sur bruit supérieur d'environ 4 dB à celui du système TIE4-USB. La courbe obtenue avec le



système TIE4-USB-i en fonctionnement normal est irrégulière. Théoriquement, elle devrait être à peu près parallèle à celle obtenue lorsque le filtre FIR est désactivé. La cause exacte de ce comportement n'a pas encore été identifiée. Comme l'irrégularité ne semble pas présente à la sortie du filtre CIC, la cause doit forcément être le filtre FIR. Tel que mentionné à la section 2.2.1.4, le filtre FIR doit être adapté au filtre CIC pour obtenir une réponse stable dans la bande passante. Puisque le filtre CIC a été modifié, le filtre FIR aurait dû l'être aussi. Cette omission pourrait être la cause du comportement irrégulier observé pour la courbe du système TIE4-USB-i de la figure 3.6.

### 3.4 Précision des données

Pour évaluer la précision du système, les données recueillies lors de l'évaluation du RSB ont été comparées à une trame théorique évalué avec la méthode d'éléments finis pour le fantôme utilisé. Cette trame théorique ne tient cependant pas compte du filtrage effectué par le MSD lors de la démodulation. La réponse en fréquence de ce filtre a dû être évaluée expérimentalement pour être ensuite appliquée au signal théorique. La trame ainsi obtenue peut alors être comparée au données recueillies.

La réponse en fréquence du MSD est évaluée en effectuant une acquisition dite *lente*. Lors de cette acquisition, 1000 données sont recueillies pour chaque mesure constituant une trame. Les 500 premières données servent à vider les filtres du MSD de toutes valeurs de la mesure précédente. La moyenne des 500 données suivantes est alors prise pour évaluer cette mesure. Une trame complète est ainsi acquise. En déconvoluant une trame acquise en fonctionnement normal par cette trame acquise

en acquisition lente, on obtient la réponse en fréquence des filtres du MSD. Celle-ci est présentée à la figure 3.7. L'axe des fréquences est exprimé en fréquence réduite et doit être multipliée par la fréquence d'échantillonnage et divisée par le taux de décimation pour obtenir des hertz.

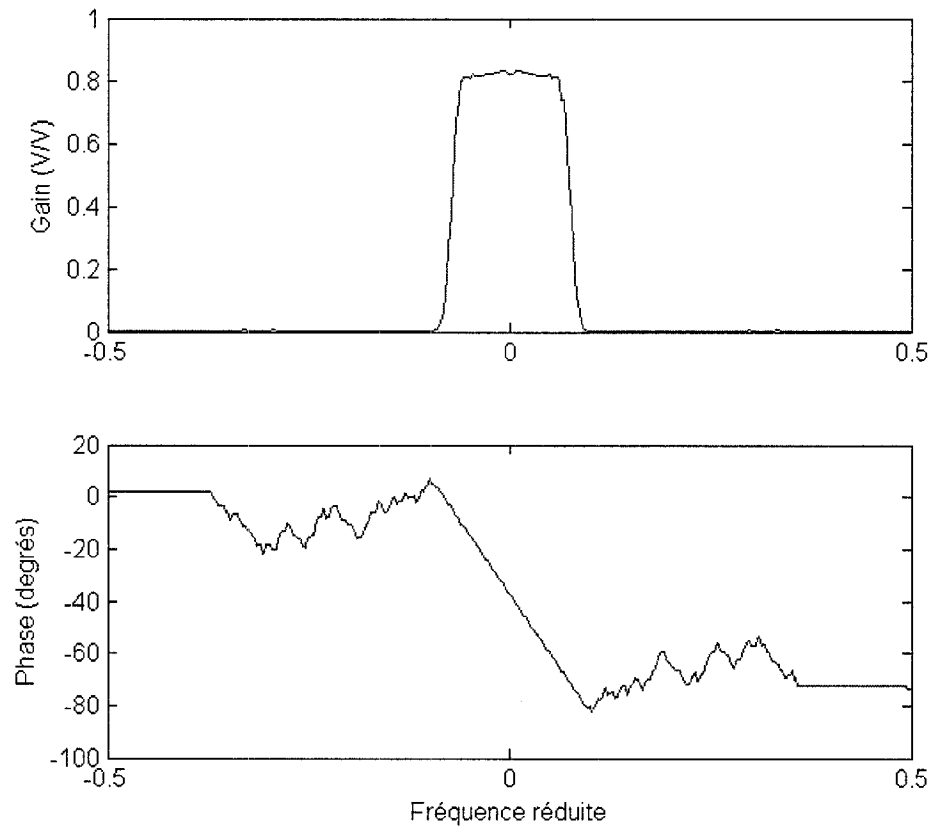


Figure 3.7: Réponse en fréquence des filtres du MSD

Telle qu'anticipée, la forme obtenue est celle d'un filtre passe-bas. Ce filtre servira également à corriger la réponse implicite du système lors du calcul des matrices servant à la reconstruction d'images.

La précision est obtenue en appliquant l'équation suivante:

$$P_i = \left(1 - \frac{m_{i_{mesure}} - m_{i_{theorique}}}{m_{i_{theorique}}}\right) \times 100\% \quad (3.4)$$

où  $m_{i_{mesure}}$  est la moyenne des 1000 échantillons de la  $i^{ieme}$  mesure d'une trame et  $m_{i_{theorique}}$  la valeur calculée pour cette mesure.

Puisqu'il a été impossible d'ajuster le système TIE4-USB pour effectuer l'acquisition lente nécessaire à l'évaluation de la précision des mesures, les données prises par Gagnon (2003) sur le système TIE4 lors de son projet de doctorat ont été utilisées pour fins de comparaison. Comme les chaînes de démodulation des systèmes TIE4 et TIE4-USB sont identiques, la précision de ces deux systèmes devrait être presque identique. Les précisions évaluées à différentes fréquences d'opération pour les systèmes TIE4, TIE4-USB-i, et TIE4-USB-i sans le FIR sont présentées à la figure 3.8. La courbe en trait plein a été obtenue à l'aide du système TIE4; celle en tirets, avec le système TIE4-USB en fonctionnement normal; et celle en points-tirets, avec le système TIE4-USB-i ayant son FIR désactivé.

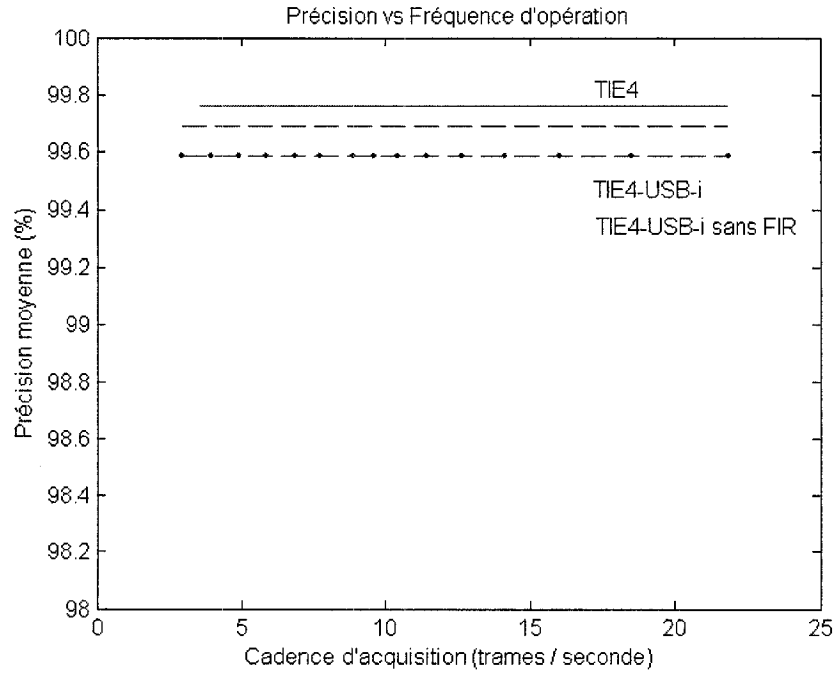


Figure 3.8: Précision moyenne de chaque système pour différentes cadences d'acquisition

On remarque tout d'abord que la précision des mesures ne semble pas affectée par la fréquence d'opération des systèmes. La précision du système TIE4 ( $99.76\% \pm 4.93 \times 10^{-4}\%$ ) est légèrement supérieure à celle du système TIE4-USB-i (normal  $99.69\% \pm 7.29 \times 10^{-4}\%$ , sans FIR  $99.58\% \pm 1.62 \times 10^{-4}\%$ ). Cependant, compte tenu de l'ordre de grandeur de ces mesures, on peut considérer que la précision des deux systèmes est comparable.

## Chapitre 4

### Discussion et travaux futurs

Ce chapitre se divise en deux parties. La première évalue l'atteinte des objectifs du projet par rapport aux résultats présentés au chapitre précédent. La seconde partie présente les avenues qui sont rendues possibles par la réalisation du présent projet.

#### 4.1 Atteinte des objectifs du projet

La réalisation du système TIE4-USB-i a permis d'intégrer la quasi-totalité des composants numériques spécialisées du système TIE4-USB dans une seule puce programmable de type FPGA. Ce faisant, elle a permis de faciliter grandement la gestion de l'obsolescence des composants. Le grand soin apporté à la conception du circuit imprimé du système TIE4-USB-i a permis d'atteindre des performances comparables à celles du système TIE4-USB. On peut par conséquent considérer que les objectifs du projet ont été atteints. Par contre, les objectifs secondaires de réduction des coûts et dimensions n'ont pas été atteints. Les dimensions du système demeurent inchangées alors que le coût a augmenté.

Parmi les avantages non quantifiables du nouveau système, notons sa totale programmabilité. Celui-ci procure une flexibilité grandement accrue quant à l'exploration et l'optimisation de la chaîne de démodulation du signal. Ainsi, l'ajout de nouvelles fonctionnalités à ce système peut se faire sans aucun coût additionnel. À titre d'exemple, l'option permettant de désactiver le filtre FIR de la chaîne de traitement du signal a été implantée en seulement 30 minutes et n'a nécessité qu'une reprogrammation du microcontrôleur et des PROMs servant à programmer le FPGA. Un autre avantage non-quantifiable qu'a apporté l'utilisation d'un FPGA est le synchronisme maintenant rendu possible entre le générateur de porteuse et le démodulateur. Ce synchronisme était impossible avec le système TIE4-USB puisque deux composants distincts effectuaient la synthèse de porteuse et la démodulation de signal. En utilisant deux copies du même module pour effectuer la synthèse de la porteuse et la sinusoïde servant à la démodulation, un synchronisme parfait peut être atteint.

## 4.2 Travaux futurs

La réalisation du présent projet a ouvert la voie à plusieurs autres projets tant au point de vue matériel que logiciel. Les projets qu'il serait intéressant d'aborder dans un avenir rapproché sont décrits brièvement dans cette section.

### 4.2.1 Intégration matérielle

Comme il a été démontré qu'un tomographe d'impédance électrique peut être intégré dans un réseau de portes programmables, il est possible d'envisager plusieurs étapes

subséquentes visant à réduire les dimensions et le coût d'un système de TIE.

Dans un premier temps, il serait intéressant de convertir le code du FPGA dans un format universel (VHDL). En effet, le code actuel utilise plusieurs fonctions pré-programmées (*core*) fournies par la compagnie Xilinx (Logicore, 2001a, 2001b, 2002a, 2002b, 2002c). En convertissant le code du FPGA en VHDL, il serait possible d'utiliser n'importe quel type de FPGA possédant le nombre de portes logiques nécessaires à l'implantation de ce code. En choisissant un FPGA à mémoire non volatile, on éliminerait complètement les PROMs de configuration du FPGA. Cette conversion permettrait aussi d'avoir un contrôle encore plus direct sur chaque étape du traitement des données en éliminant les composants précompilés dont on ne connaît pas entièrement le fonctionnement interne.

Dans un deuxième temps, il serait intéressant d'intégrer le microcontrôleur USB dans le FPGA. Cette intégration permettrait de réduire encore plus le nombre de composants spécialisés et de modifier la position de la barrière d'isolation. Actuellement, la position de la barrière d'isolation dans le système TIE4-USB-i nécessite le transfert de signaux analogiques (porteuse de référence et porteuse AM) par l'intermédiaire de transformateurs large-bande et le transfert de 4 signaux numériques au moyen d'opto-isolateurs. Il serait possible de déplacer la barrière d'isolation au niveau des deux lignes de communication du port USB. Toutefois comme le port USB est bidirectionnel, il faudrait disposer d'un signal logique indiquant la direction des signaux à un instant donné. En implantant le protocole USB dans un réseau de portes programmables, ce signal logique deviendrait accessible, et on pourrait l'utiliser pour contrôler le sens de transfert des données entre le MSD et le PC. Cette modification permettrait d'éliminer les deux transformateurs large-bande présentement utilisés

pour le transfert des porteuses à travers la barrière d'isolation. Le nombre d'opto-isolateurs resterait cependant le même puisqu'il faut 4 opto-isolateurs pour réaliser un isolateur bidirectionnel des deux lignes de communications du port USB. Actuellement, un bloc d'alimentation de qualité médicale est nécessaire pour alimenter les circuits électroniques situés du côté patient de la barrière d'isolation, et un autre pour la portion non-isolée du MSD. En déplaçant la barrière d'isolation, ce bloc d'alimentation serait éliminé. De plus, il serait plus facile de se conformer aux normes de sécurité pour les équipements médicaux étant donné que les transformateurs large-bande constituent présentement le maillon le plus faible de la barrière d'isolation

Finalement, la dernière étape de l'intégration visant à réduire les dimensions et le coût d'un système de TIE est la réalisation d'un composant de type ASIC (*Application-Specific Integrated Circuit*). Un circuit ASIC est un circuit intégré conçu et réalisé pour exécuter les fonctions contenues dans un cahier de charges défini pour une application donnée<sup>1</sup>. Ce circuit pourrait également inclure éventuellement le MEA. Comme l'École Polytechnique de Montréal possède l'expertise nécessaire à la conception d'ASICs, le coût d'un tel passage seraient réduit. Il faut cependant mentionner que la réalisation d'un ASIC de ce niveau de complexité est un projet d'envergure qui nécessiterait la participation de plusieurs intervenants sur plusieurs années. Cette solution résulterait en un composant unique dont les dimensions et le coût de production unitaire serait grandement réduits.

---

<sup>1</sup>Définition tiré du Termium. <http://www.termiumplus.bureaudelatradsuction.gc.ca>



### 4.2.2 Optimisation de la chaîne de démodulation

Tel que mentionné précédemment, un des grands avantages d'avoir intégré les composants numériques dans un réseau de portes programmables est la flexibilité quant au traitement des données. Dans le cadre du présent projet, la chaîne de démodulation est une reproduction de celle utilisée dans le système TIE4-USB. Les éléments employés dans le système TIE4-USB sont des composants conçus pour des applications de télécommunication et donc, mal assortis à notre domaine d'application. Une manière d'exploiter la reprogrammabilité du FPGA serait d'optimiser la chaîne de démodulation pour une application de TIE.

### 4.2.3 Imagerie quasi-statique

Dans le système TIE4-USB-i, comme dans le système TIE4-USB, le changement de conductivité est évalué par rapport à une trame de référence. Une technique alternative consiste à comparer les mesures à deux fréquences différentes. Les propriétés électriques des tissus variant avec la fréquence, les mesures de tension varient en fonction de la fréquence du courant appliqué. Le tableau 4.1 présente les valeurs de conductivité ( $\sigma$ ) et de permittivité ( $\epsilon$ ) électriques à deux fréquences différentes. Une image peut donc être reconstituée en comparant des données recueillies à une fréquence par rapport à celles recueillies à une fréquence de référence. Ce type d'imagerie *quasi-statique* a été proposée en 1987 par Griffiths et Ahmed en réponse aux faibles progrès réalisés dans le domaine de l'imagerie statique par TIE. L'imagerie quasi-statique, comme l'imagerie statique permet de visualiser tous les tissus du volume étudié dont les propriétés électriques varient entre les deux fréquences employées. Dans le cas de l'imagerie différentielle, seules les régions du volume étudié dont l'impédance varie

dans le temps sont visibles.

Tableau 4.1: Valeur de  $\sigma$  et de  $\epsilon$  pour différents tissus à différentes fréquences. Adapté de Griffiths et Ahmed (1987)

Tissu	$\sigma$ (100kHz)	$\epsilon$ (100kHz)	$\sigma$ (150kHz)	$\epsilon$ (150kHz)
Foie	0.123	11700	0.144	10000
Muscle squelettique	0.434	14800	0.462	11900
Rate	0.593	3160	0.593	2830
Pancreas	0.297	10000	0.305	8420
Tissu adipeux	0.0337	89.5	0.0342	78.9
Os	0.0085	163	0.0090	141
Rein	0.110	7610	0.120	5790

Il serait relativement simple de modifier le code du FPGA du système TIE4-USB-i pour effectuer de l'imagerie quasi-statique. En utilisant un FPGA contenant plus de CLB, il serait possible d'implanter un deuxième DDS dont la sortie serait additionnée à celle déjà présente. On génère ainsi une porteuse de référence contenant deux sinusoides de fréquence différente. En dédoublant également la chaîne de démodulation, on traite en parallèle les deux porteuses AM retournées par le MEA. L'image de conductivité reconstruite montrerait alors la différence de conductivité à deux fréquences différentes à un instant donné. La principale difficulté lorsqu'on veut réaliser un système d'imagerie quasi-statique, est de concevoir un système possédant une réponse en fréquence uniforme sur toute sa bande passante. Si cette condition n'est pas respectée, en plus d'imager les variations dues à des phénomènes physiologiques, les variations de performance du système aux deux fréquences seront également visibles. Le MEA actuellement utilisé à l'IGB est optimisé pour fonctionner à une fréquence de 50 kHz. Son utilisation dans le cadre d'une application en imagerie quasi-statique est donc difficile. Cependant, dans le cadre d'un autre projet de maîtrise, on développe présentement un MEA qui permet de mesurer l'amplitude du courant qui est effec-

tivement appliqué au patient. Ce MEA est destiné à servir dans des applications de TIE multifréquence. En connaissant cette valeur, il est possible de compenser la variation de performance du système.

## Conclusion

La tomographie d'impédance électrique permet plusieurs applications médicales dont l'observation de la vidange gastrique, l'imagerie cérébrale, la détection de tumeurs du sein, et le monitoring pulmonaire. Le groupe de recherche en TIE de l'IGB s'intéresse particulièrement à cette dernière. Bien que le système TIE4-USB soit adéquat pour une utilisation en milieu clinique, sa conception est très sensible à la disponibilité de composants très spécialisés.

Dans la réalisation de ce projet, l'architecture du module de synthèse et de démodulation a été grandement modifiée pour faciliter la gestion de l'obsolescence des composants. Cette modification a donné naissance au système TIE4-USB-i. Ce système offre une grande flexibilité dans la gestion du traitement du signal retourné par le MEA en le rendant entièrement programmable tout en maintenant des performances comparables à celles du système TIE4-USB. En effet, pour chacun des critères évalués, le système TIE4-USB-i montre des performances supérieures ou du même ordre de grandeur que celles du système TIE4-USB. Dans le cas du rapport signal sur bruit, une amélioration d'environ 4 dB a été constatée faisant passer le RSB maximal de 63.5 dB à 67.5 dB. Pour ce qui est de la précision des mesures, celle-ci passe de 99.76% à 99.69%. Comme ces valeurs sont du même ordre de grandeur (différence de 0.07%), on peut considérer qu'il n'y a pas eu de recul. Finalement, lorsqu'on com-

pare les porteuses générées par chacun des systèmes, aucune différence significative ne peut être constatée. La nouvelle architecture apporte, de plus, certains avantages non quantifiables. Étant entièrement reprogrammable, le contenu du FPGA peut être modifié sans aucun changement matériel. Cette programmabilité a également permis d'atteindre un synchronisme parfait entre la porteuse de référence et celle utilisée pour la démodulation. Encore une fois grâce à sa reprogrammabilité, l'interface au PC a été grandement simplifiée.

Les travaux concernant le système TIE4-USB-i ne sont cependant pas terminés. Un travail d'optimisation du traitement de signal reste à faire. Une fois ces travaux complétés, le système TIE4-USB-i pourrait remplacer définitivement le système TIE4-USB. De plus, compte tenu de son entière reprogrammabilité, le système intégré pourra servir de banc d'essai pour expérimenter de nouvelles techniques de démodulation ou d'imagerie.

## Bibliographie

- ADLER, A. (1995). *Measurement of Pulmonary Function with Electrical Impedance Tomography*. Thèse de doctorat, École Polytechnique de Montréal.
- ADLER, A., BERTHIAUME, Y., GUARDO, R. et AMYOT, R. (1995). Imaging of pulmonary edema with electrical impedance tomography. In *Proceeding of the 17th Annual International Conference of the IEEE*, 17:557–558.
- ADLER, A. et GUARDO, R. (1994). A neural network image reconstruction technique for electrical impedance tomography. *IEEE Transactions on Medical Imaging*, 13(4):p594–600.
- ADLER, A. et GUARDO, R. (1995). Electrical impedance tomography: Regularized imaging and contrast detection. *IEEE Transactions on Medical Imaging*, 15(2):p170–179.
- ANAH, J., RIGAUD, B. et MORUCCI, J. (1988). Multi-function interface unit for applied potential tomography. pages p287–288.
- AVILL, R., MAGNALL, Y., BIRD, N., BROWN, B., BARBER, D., SEAGAR, A., JOHNSON, A. et READ, N. (1987). Applied potential tomography: a new non invasive technique for measuring gastric emptying. *Gastroenterology*, 92(4):1019–1026.
- BLAIR, D. et SYDENHAM, P. (1975). Phase sensitive detection as a means to recover signals buried in noise. *Journal of Physics E-Scientific Instruments*, 8(8):621–627.
- édité par J. R. Bourne (1996). Critical reviews in biomedical engineering. volume 24, chapitre Part III: Impedance Imaging, Begell House Inc.
- BROWN, B. (2003). Electrical impedance tomography (eit): a review. *Journal of medical engineering and technology*, 27(3):97–108.
- BROWN, B., BARBER, D., MORICE, A. et LEATHARD, A. (1994). Cardiac and respiratory related electrical impedance change in the human thorax. *IEEE transaction on biomedical engineering*, 41:729–734.

- CAMPBELL, J., HARRIS, N., ZHANG, F., MORICE, A. et BROWN, B. (1994). Detection of change in intrathoracic fluid in man using electrical impedance tomography. *Clinical Science*, 87:97–101.
- CHAVEAU, N., AYEVA, B., RIGAUD, B. et MORUCCI, J. (1996). A multifrequency serial eit system. *Physiological Measurement*, 17(suppl 2A):7–13.
- COULOMBE, N. (2003). Détermination quantitative de la ventilation pulmonaire par tomographie d'impédance électrique. Mémoire de maîtrise, École Polytechnique de Montréal.
- FDA (1999). Site Web.
- FLORESTAL, J. R. (2001). Application de la tomographie d'impédance électrique - multifréquence à la détection de tumeurs du sein. Mémoire de maîtrise, École Polytechnique de Montréal.
- GAGNON, H. (1997). Application de la tomographie d'impédance électrique à la résolution du problème inverse en électrocardiographie. Mémoire de maîtrise, École Polytechnique de Montréal.
- GAGNON, H. (2003). *Évaluation de la ventilation pulmonaire par tomographie d'impédance électrique*. Thèse de doctorat, École Polytechnique de Montréal.
- GAGNON, H., ROBITAILLE, N., GUARDO, R. et COULOMBE, N. (2003). Tie4usb hardware, rapport technique, révision 1.0. Technical report, Institut de génie biomédical.
- GRIFFITHS, H. et AHMED, A. (1987). A dual frequency applied potential tomography technique: computer simulations. *Clinical Physics and Physiological Measurement*, 8(suppl. A):p103–107.
- GUARDO, R., BOULAY, C., BOHSINA, D. et MALETTE, S. (1994). Micro-controller based active electrodes for impedance tomography. 1:p545–546.
- GUARDO, R., BOULAY, C., SAVOIE, G. et ADLER, A. (1993). A superheterodyne serial data acquisition system for electrical impedance tomography. pages 86–87.
- HARRIS, N., BROWN, B. et BARBER, D. (1992). Continuous monitoring of lung ventilation with electrical impedance tomography. In *Proceeding of the Annual International Conference of the IEEE*, 5:1715–1716.
- HARRIS, N., SUGGETT, A., BARBER, D. et BROWN, B. (1987). Application of applied potential tomography (apt) in respiratory medicine. *Clinical Physics and Physiological Measurement*, 8(4A):155–165.

- HARRIS, N., SUGGETT, A., BARBER, D. et BROWN, B. (1988). Applied potential tomography : a new technique for monitoring pulmonary function. *Clinical Physics and Physiological Measurement*, 9(4A):79–85.
- HOGENAUER, E. B. (1981). An economical class of digital filters for decimation and interpolation. *IEEE Transaction on Acoustics, speech, and signal processing*, ASSP-29(2):155–162.
- HOLDER, D. (2001). Electrical impedance tomography of brain function : overview and technical consideration. In *Proceedings of the XI International conference on electrical bio-impedance*.
- JAIN, V., COLLINS, W. et DAVIS, D. (1979). High-accuracy analog measurement via interpolated fft. *IEEE Transactions on instrumentation and measurement*, 28(2):113–122.
- JONGSCHAAP, H., WYTCH, R., HUTCHISON, J. et KULKARNI, V. (1994). Electrical impedance tomography: a review of current litterature. *European Journal of Radiology*, 18:165–174.
- JOSSINET, J. et SCHMITT, M. (1999). A review of parameters for the bioelectrical characterisation of breast tissue. *Annals of the New York Academy of Science*, 873:30–41.
- JOSSINET, J., TOURTEL, C. et RISACHER, F. (1994). A 2mhz wide band full wave distributed impedance tomograph. 1:p543–544.
- KOUKOURLIS, C., KYRIAKOU, G. et SAHALOS, J. (1992). Differential synchronous demodulation for electrical impedance tomography. *Clinical Physics and Physiological Measurement*, 13(suppl. A):31–34.
- LAMONT, G., WRIGHT, J., EVANS, D. et KAPILA, L. (1988). An evaluation of apt in the diagnosis of infantile hypertrophic pyloric stenosis. *Clinical Physics and Physiological Measurement*, 9(4A):65–69.
- LOGICORE, X. I. (2001a). *Direct Digital Synthesizer v4.1*.
- LOGICORE, X. I. (2001b). *Synchronous FIFO v3.0*.
- LOGICORE, X. I. (2002a). *Cascaded Integrator-Comb (CIC)Filter v3.0*.
- LOGICORE, X. I. (2002b). *Digital Down Converter v1.0*.
- LOGICORE, X. I. (2002c). *Distributed Arithmetic FIR Filter v7.0*.



- MAGNALL, Y., BAXTER, A., AVILL, R., BIRD, N., BROWN, B., BARBER, D., SEAGAR, A., JOHNSON, A. et READ, N. (1987). Applied potential tomography: a new non-invasive technique for assessing gastric functions. *Clinical Physics and Physiological Measurement*, 8(4A):119–129.
- PIPERNO, G., FREI, E. et MOSHITZKY, M. (1990). Breast cancer screening by impedance measurements. *Frontiers of Medical and Biological Engineering*, 2(2):111–117.
- RECORD, P. (1994). Single-plane multifrequency electrical impedance instrumentation. *Physiological Measurement*, 15(suppl 1A):p29–35.
- RIGAUD, B., HAMZAOU, L., CHAUVEAU, N., GRANIÉ, M., SCOTTO DI RINALDI, J. et MORUCCI, J. (1994a). Tissue characterization by impedance : a multifrequency approach. *Physiological Measurement*, 15(suppl 1A):p13–20.
- RIGAUD, B., MORUCCI, J., BARBER, D. et BROWN, B. (1994b). Report of a survey of electrical impedance tomography systems.
- RIGAUD, B., SHI, Y., CHAUVEAU, N. et MORUCCI, J. (1993). Experimental acquisition system for impedance tomography with active electrode approach. *Medical & Biological Engineering & Computing*, 31:p593–599.
- ROBITAILLE, N. (2000). Optimisation de l'instrumentation pour le monitoring respiratoire par tomographie d'impédance électrique. Mémoire de maîtrise, École Polytechnique de Montréal.
- TIDSWELL, A., GIBSON, A., BAYFORD, R. et HOLDER, D. (2001). Electrical impedance tomography of human brain activity with a two-dimensional ring of scalp electrodes. *Physiological measurement*, 22(1):p 177–185.
- TRUDELLE, S. (1995). évaluation de la vidange gastrique par tomographie d'impédance électrique. Mémoire de maîtrise, École Polytechnique de Montréal.